

TÚLIO LUIZ DOS SANTOS

**DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA
EMBARCADO PARA MEDIÇÃO DE
CORRENTE**

**FLORIANÓPOLIS
2010**

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA
CATARINA**

**PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA
EMBARCADO PARA MEDIÇÃO DE
CORRENTE**

Dissertação submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

TÚLIO LUIZ DOS SANTOS

Florianópolis, Julho de 2010.

DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA EMBARCADO PARA MEDIÇÃO DE CORRENTE

Túlio Luiz dos Santos

'Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Eletromagnetismo e Dispositivos Eletromagnéticos, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.'

Prof. Nelson Jhoe Batistela, Dr.
Orientador

Prof. Roberto de Souza Salgado, Dr.
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

Prof. Nelson Jhoe Batistela, Dr.
Presidente

Prof. Patrick Kuo-Peng, Dr. Co-Orientador

Prof. Mauricio Valencia Ferreira da Luz, Dr.

Prof. Daniela Ota Hisayasu Suzuki, Dr.

Prof. Pedro Armando da Silva Júnior, Dr.

AGRADECIMENTOS

Ao professor Nelson Jhoe Batistela, pela oportunidade da realização deste mestrado, pela orientação, amizade e confiança.

Ao professor Patrick Kuo-Peng, pela co-orientação e por suas contribuições neste trabalho.

Aos professores do Grucad, pela excelente convivência neste laboratório e por seus conhecimentos compartilhados.

Aos professores membros da banca de avaliação, por sua participação e sugestões para a melhoria deste texto.

Por seus estudos sobre a bobina de Rogowski, fundamentais para a realização deste mestrado, agradeço ao colega e amigo Maurício Rigoni.

Ao colega e amigo Afrânio de Castro Antônio Jr, por suas colaborações nos circuitos eletrônicos do protótipo, principalmente no circuito de recarga de baterias.

Aos amigos e bolsistas de iniciação científica do Grucad, Daniel Gaiki e Conrado Simões Gameiro, que muito ajudaram desde as atividades de montagem e experimentos com o protótipo até os preparativos para a apresentação de defesa deste mestrado. Agradeço também ao amigo e ex-bolsista André Giovani Leal Furlan, por suas contribuições sobretudo no estudo da autonomia do medidor.

Às empresas Eletrobrás, FINEP e Reivax que financiaram o projeto de pesquisa tratado nesta dissertação.

À CAPES, pelo suporte ao conceder a bolsa de mestrado.

Aos demais colegas do Grucad, pelo incentivo, amizade e convivência neste período do curso de mestrado.

Aos meus pais, Alcebíades e Elisabete, por todo o apoio fornecido e pelo exemplo que representam para mim.

À minha namorada, Fernanda Luize Foppa, pelo apoio incondicional e paciência durante este período.

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA EMBARCADO PARA MEDIÇÃO DE CORRENTE

Túlio Luiz dos Santos

Julho/2009

Orientador: Prof. Nelson Jhoe Batistela, Dr.

Área de Concentração: Eletromagnetismo e Dispositivos
Eletromagnéticos.

Palavras-chave: Medição de baixa corrente, corrente de fuga, sistema embarcado, monitoramento remoto, bobina de rogowski, para-raios de alta tensão, microcontrolador ARM.

Número de Páginas: 88

Esta dissertação aborda o desenvolvimento de um sistema embarcado próprio para ser aplicado na medição de correntes elétricas utilizando bobina de Rogowski como transdutor. Em específico, trata da parte da eletrônica embarcada de um sistema desenvolvido que pode ser aplicado no monitoramento de corrente de fuga de para-raios de alta tensão a fim de auxiliar a avaliação das condições operacionais. Assim, o trabalho se restringe a uma parcela do desenvolvimento do sistema de medição de corrente. Sob o aspecto dos dados mensurados, implementou-se rotinas para a obtenção de valores de corrente de pico, de corrente eficaz (RMS), da taxa de distorção harmônica total (THD), bem como fornece uma análise harmônica da forma de onda mensurada. O sistema embarcado é alimentado por baterias e conta com circuitos para tratamento e condicionamento de sinal, um microcontrolador ARM (*Advanced Risc Machine*), mostrador gráfico e sistema de monitoramento remoto através de um módulo de rádio. Apresentam-se algumas formas de onda medida e são realizadas comparações dos valores medidos para validar o sistema desenvolvido.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

DEVELOPMENT OF A EMBEDDED CURRENT MEASUREMENT SYSTEM

Túlio Luiz dos Santos

July/2009

Advisor: Prof. Nelson Jhoe Batistela, Dr.

Area of Concentration: Electromagnetism and Electromagnetic Devices.

Keywords: Low current measurement, Leakage current, Embedded system, Wireless remote monitoring, Rogowski coil, High voltage surge arrester, ARM microcontroller.

Number of Pages: 88

This work presents a study and implementation of a embedded system for current measurement using Rogowski coil as transducer. Among its applications is the monitoring of the high voltage surge arresters leakage current, allowing the analysis of its operational conditions. The dissertation briefly studies the Rogowski coil transducer and then discusses the development of a embedded system for the current meter. The developed features for the device are peak current measurement, root mean square current (RMS) measurement, total harmonic distortion (THD) calculation, and harmonic analysis. The embedded system is battery powered. It has circuits for signal conditioning, an ARM based microcontroller, graphic display and a radio module for remote control and monitoring system.

SUMÁRIO

Lista de Siglas e Abreviaturas.....	viii
Lista de Símbolos.....	x
Lista de Figuras.....	xi
1. Introdução.....	1
1.1 Motivação.....	2
1.2 Objetivos.....	3
1.3 Organização do Trabalho.....	4
2. Sistema de Medição.....	6
2.1 Transdutor.....	8
2.1.1 Bobina de Rogowski – Princípio de Funcionamento.....	9
2.1.2 Características Construtivas da Bobina de Rogowski.....	14
2.1.3 Circuito Equivalente.....	15
2.2 Conversão Analógico-Digital.....	17
2.3 Amplificador de Instrumentação.....	19
2.3.1 Cálculo do Ganho Necessário.....	19
2.3.2 Modo Diferencial e Circuito Adotado.....	20
2.4 Componente Contínua.....	24
2.5 Filtro Anti-Recobrimento.....	25
2.5.1 Teorema da Amostragem.....	25
2.5.2 Definições e Especificações.....	26
2.6 Limitadores de Sinal.....	28
2.7 Processamento Digital.....	30
2.8 Considerações Finais.....	31
3. Sistema Embarcado.....	32
3.1 Microcontrolador ARM.....	33
3.2 Mostrador Gráfico.....	35
3.3 Alimentação, Baterias e Circuito de Recarga.....	37
3.3.1 Baterias de Ni-MH.....	38
3.3.2 Circuito de Recarga.....	40
3.4 Circuitos Auxiliares.....	42
3.4.1 Interface com o Operador: Teclas e Leds.....	42
3.4.2 Controle de Contraste do Mostrador Gráfico.....	44
3.4.3 Controle de Cargas.....	45
3.4.4 Sensor de Temperatura.....	47
3.4.5 Programador Embarcado.....	47
3.5 Sistema de Controle e Monitoramento Sem Fios.....	49
3.5.1 Padrões e Características Técnicas.....	49
3.5.2 Protocolo de Comunicação.....	51

3.6 Considerações Finais.....	54
4. Softwares.....	55
4.1 Software Embarcado (Firmware).....	55
4.1.1 Algoritmo de Integração.....	59
4.1.2 Algoritmo de Análise Harmônica.....	62
4.1.3 Funções Seno e Cosseno Discretas.....	64
4.1.4 Algoritmos de Medidas.....	65
4.1.5 Função para Indicador de Baterias.....	67
4.1.6 Temporizadores.....	68
4.2 Software de Monitoramento Remoto.....	69
4.3 Considerações Finais.....	70
5. Validação e Resultados.....	72
5.1 Validação de Algoritmos.....	72
5.2 Resultados Experimentais.....	73
5.2.1 Medição de Corrente.....	74
5.2.2 Medição de Corrente com Conteúdo Harmônico.....	77
6. Considerações finais.....	82
Anexo 1 – Imagens do protótipo.....	84
Anexo 2 – Imagem da Placa de Circuito Impresso.....	85
Referências Bibliográficas.....	86

LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

AC	Corrente alternada, do inglês <i>Alternating Current</i> .
ADC	Conversor analógico-digital, do inglês <i>Analog to Digital Converter</i> .
AES	<i>Advanced Encryption Standard</i> . Algoritmo de criptografia americano.
AMP-IN	Amplificador de Instrumentação.
AMPOP	Amplificador Operacional.
ANATEL	Agência Nacional de Telecomunicações.
ARM	<i>Advanced RISC Machine</i> .
BJT	Transistor de junção bipolar, do inglês <i>Bipolar Junction Transistor</i> .
CAPES	Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior;
CI	Circuito Integrado.
CRC	<i>Cyclic Redundancy Check</i> . Código para checagem de erros.
DAC	Conversor digital-analógico, do inglês <i>Digital to Analog Converter</i> .
DC	Corrente contínua. Do inglês, <i>Direct Current</i> .
DFT	Transformada de Fourier Discreta, do inglês <i>Discrete Fourier Transform</i> .
DSSS	Seqüência direta de espalhamento do espectro, do inglês <i>Direct Sequence Spread Spectrum</i> .
eLPC	Módulo que abriga o microcontrolador ARM.
FEESC	Fundação de Ensino e Engenharia de Santa Catarina.
FFT	Transformada rápida de Fourier, do inglês <i>Fast Fourier Transform</i> .
FINEP	Financiadora de Estudos e Projetos.
GCC	Compilador multiplataforma livre. Do inglês, <i>GNU Compiler Collection</i> .
GRUCAD	Grupo de Concepção e Análise de Dispositivos Eletromagnéticos.
IEC	Comissão Eletrotécnica Internacional (<i>International Electrotechnical Commission</i>).
IEEE	Instituto de engenheiros eletricitas e eletrônicos, do inglês <i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i> .
IF-SC	Instituto Federal de Santa Catarina.
ISP	Programação no sistema embarcado, do inglês <i>In-</i>

	<i>System Programming.</i>
JTAG	<i>Join Test Action Group.</i> Interface padrão para depuração e programação de sistemas embarcados.
LAESP	Laboratório de Acionamentos Especiais, GRUCAD
LC	Circuito indutor (L) – capacitor (C).
LCD	Mostrador de cristal líquido, do inglês <i>Liquid Crystal Display</i> .
LED	Diodo emissor de luz, do inglês <i>Light Emitting Diode</i> .
LSB	Bit menos significativo, do inglês <i>least significant bit</i> .
LPF	Filtro passa-baixas, do inglês <i>low-pass filter</i> .
MCT	Ministério da Ciência e Tecnologia.
MSB	Bit mais significativo, do inglês <i>most significant bit</i> .
Ni-MH	Níquel - Metal Hidreto. Tipo de bateria recarregável.
NPN	Tipo de transistor, com junções NP e PN, nesta ordem.
NR	Norma Regulamentadora.
O-QPSK	<i>Offset Quadrature Phase Shift Keying.</i> Tipo de modulação digital por deslocamento de fase.
PC	Computador pessoal, do inglês <i>Personal Computer</i> .
PLL	<i>Phase-Locked Loop.</i> Circuito eletrônico. No microcontrolador, o PLL pode controlar o <i>clock</i> principal, multiplicando-o por algumas constantes.
PPP	Pontos por Período. Constante muito utilizada nos algoritmos do <i>firmware</i> .
RAM	Memória de acesso aleatório, do inglês <i>Random Access Memory</i> .
RBT	Rede Brasil de Tecnologia, formada pelo MCT, FINEP e Eletrobrás.
RC	Circuito Resistor – Capacitor.
RISC	<i>Reduced Instruction Set Computer.</i>
RMS	Valor médio quadrático, do inglês <i>Root Mean Square</i> .
RTC	Relógio de tempo real, do inglês <i>Real Time Clock</i> .
SAR	Tipo de ADC por aproximações sucessivas. Do inglês, <i>successive approximation register</i> .
SNR	Relação sinal-ruído, do inglês <i>Signal to Noise Ratio</i> .
TC	Transformador de Corrente.
THD	Distorção harmônica total, do inglês <i>Total Harmonic Distortion</i> .
USART	<i>Universal Asynchronous Receiver Transmitter.</i> Padrão de comunicação serial assíncrona.
USB	<i>Universal Serial Bus.</i>
UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina.

LISTA DE SÍMBOLOS

Δ	Passo de quantização.....[V]
Δ_f	Passo de frequência.....[Hz]
μ_0	Permeabilidade magnética no vácuo ($4\pi \times 10^{-7}$).....[H/m]
μ_r	Permeabilidade relativa.....[adimensional]
Φ	Fluxo magnético.....[Wb]
ω	Frequência.....[rad/s]
ω_s	Frequência de amostragem.....[rad/s]
A	Amplitude.....[dependente da grandeza]
AD_{ref}	Tensão de referência do ADC.....[V]
B	Indução magnética.....[T]
C	Capacitância.....[F]
C_{AD}	Resultado da conversão analógico-digital.....[adimensional]
D	Faixa dinâmica.....[V]
e_{max}	Erro de quantização do ADC.....[V]
f_s	Frequência de amostragem.....[Hz]
f_0	Frequência fundamental.....[Hz]
E	Campo elétrico.....[V/m]
G	Ganho.....[adimensional]
h	Ordem de componente harmônica.....[adimensional]
H	Campo magnético[A/m]
I	Corrente elétrica.....[A]
$i(t)$	Corrente elétrica em função do tempo.....[A]
l, L	Comprimento.....[m]
L	Indutância.....[H]
M	Indutância mútua.....[H]
n	Resolução.....[bits]
N	Número de espiras.....[espiras]
r	Raio.....[m]
R	Resistência elétrica.....[Ω]
s, S	Área.....[m ²]
SNR_{dB}	Relação Sinal-Ruído.....[dB]
t	Tempo.....[s]
U	Potencial elétrico.....[V]
$v(t)$	Tensão elétrica em função do tempo.....[V]
$V_{AD}(t)$	Tensão de entrada do ADC.....[V]
V_{DC}	Componente contínua de tensão.....[V]
V_{pp}	Tensão pico-a-pico.....[V]

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1: Diagrama básico de um sistema de medição.....	6
Figura 2.2: Diagrama das etapas de instrumentação.....	7
Figura 2.3: Aplicação da Lei de Ampère: Campo criado por um fio.....	10
Figura 2.4: Bobina de Rogowski: Princípio de funcionamento.....	11
Figura 2.5: Modelo equivalente da bobina de Rogowski.....	16
Figura 2.6: Conversor analógico-digital.....	17
Figura 2.7: Processo de quantização de 3 bits.....	18
Figura 2.8: Amplificador de modo comum.....	21
Figura 2.9: Ganho de modo comum em sinal com ruído de modo comum.....	22
Figura 2.10: Ganho de modo diferencial em sinal com ruído de modo comum.....	22
Figura 2.11: Amplificador de Instrumentação.....	23
Figura 2.12: Adição de componente contínua ao sinal amplificado.....	24
Figura 2.13: Sinal estritamente limitado em freq. (a); Sinal amostrado (b); Sinal amostrado com aliasing (c).....	26
Figura 2.14: Resposta do filtro anti-recobrimento.....	28
Figura 2.15: Circuitos limitadores com condução à alimentação (a) e ao terra (b).....	29
Figura 3.1: Diagrama em blocos do sistema embarcado completo.....	33
Figura 3.2: Módulo com microcontrolador ARM.....	34
Figura 3.3: Tela de abertura e inicialização.....	36
Figura 3.4: Tela de visualização das formas de onda.....	36
Figura 3.5: Tela de análise harmônica.....	36
Figura 3.6: Ensaio de autonomia da bateria utilizada.....	40
Figura 3.7: Diagrama de blocos do circuito de recarga.....	41
Figura 3.8: Leiaute das teclas de comando.....	42
Figura 3.9: Circuito para leitura de teclas.....	43
Figura 3.10: Funções dos LEDs de sinalização.....	43
Figura 3.11: Ajuste de contraste do LCD - Solução convencional.....	44
Figura 3.12: Ajuste de contraste do visor LCD.....	45
Figura 3.13: Circuitos para corte de cargas, à transistor (a) e à mosfet (b).....	46
Figura 3.14: Módulo de comunicação sem fios.....	49
Figura 3.15: Topologia para monitoramento remoto.....	50
Figura 4.1: Fluxograma de rotinas do software embarcado.....	58
Figura 4.2: Algoritmo de integração numérica.....	60
Figura 4.3: Curva de carga restante da bateria em função da tensão.....	68

Figura 4.4: Aplicativo de gerenciamento remoto.....	70
Figura 5.1: Bobina de Rogowski utilizada para medições.....	74
Figura 5.2: Formas de onda para corrente de 10 mA RMS 60 Hz. Medidor e Osciloscópio.....	75
Figura 5.3: Erro relativo para medidas entre 100 μ A e 100mA.....	77
Figura 5.4: Configuração para resultados de conteúdo harmônico.....	78
Figura 5.5: Gráfico do erro relativo para dados de análise harmônica..	80
Figura 5.6: Ensaio com sinal sem distorção (resíduo de medição).....	80

1. INTRODUÇÃO

Essencial para vida moderna, a energia elétrica é a grande responsável pelo conforto e qualidade de vida atual. Mais direta do que indiretamente, ela está envolvida em praticamente todas as atividades do homem, sejam elas no campo ou na cidade. Tamanha é esta dependência, que pequenas interrupções no fornecimento causam incômodos e prejuízos para a população em diversas áreas como indústria, comércio, transporte e serviços. Problemas mais graves que impliquem em faltas de longa duração podem ainda trazer consequências muito mais sérias, como o comprometimento de hospitais, segurança pública e estabilidade social.

Dada a importância da confiabilidade no fornecimento de energia, este tema é fonte abundante de pesquisas nos três segmentos que dividem os sistemas de energia elétrica: geração, transmissão e distribuição. Nestes dois últimos, atribui-se às descargas atmosféricas a maior causa dos desligamentos, estimados em cerca de 70% das interrupções na transmissão e 40% na distribuição no Brasil [1].

Dentre os equipamentos utilizados na proteção do sistema de energia, o para-raios é o que atua limitando a níveis aceitáveis as sobretensões oriundas das descargas atmosféricas diretas ou próximas às linhas de transmissão. É conectado em paralelo com o sistema (normalmente dentro de subestações), entre a linha de transmissão e um aterramento adequado. Seu funcionamento durante um surto consiste em escoar a energia excedente para a terra, tal como um curto-circuito. Já durante as condições normais de operação do sistema, o para-raios deve agir como um circuito aberto, mantendo uma corrente de derivação idealmente nula. Atualmente, o elemento ativo utilizado na fabricação de para-raios é o varistor de óxido metálico de zinco (ZnO), cuja resistência varia de forma não linear com a tensão a que é submetido.

Instalado em pontos estratégicos do sistema, o para-raios tem a função de proteger equipamentos geralmente muito mais caros como transformadores e geradores, não só das sobretensões provenientes de descargas atmosféricas, mas também de manobras no sistema (aberturas de disjuntores e chaves seccionadoras). Isto previne que os equipamentos protegidos sejam submetidos a tensões acima de seus níveis de segurança, a ponto de danificá-los. Durante uma sobretensão, o para-raios atua dissipando a energia sob a forma de calor ao escoar grandes correntes para seu ponto de aterramento. Apesar de lidar com grandes potências no momento da descarga, o varistor é projetado para manter sua

integridade, pois a duração de um surto é da ordem de microssegundos.

Como qualquer outro equipamento, seja pela quantidade de vezes na qual é solicitado, seja por condições ambientais mais agressivas, ou mesmo por sua vida útil estimada, os para-raios tendem a degradar-se, podendo até mesmo explodir. Por este motivo, é imprescindível que haja uma avaliação periódica das condições de operação do equipamento, com o intuito de diagnosticar a tempo um elemento comprometido.

Existem formas na literatura específica para estimar-se as condições de operação de um para-raios de linha de transmissão [2], algumas normatizadas, outras não. Muitas utilizam-se dos parâmetros da pequena corrente que flui pelo equipamento sob condições normais de operação (corrente de fuga). Outras se baseiam na assinatura eletromagnética irradiada pelo dispositivo, ou ainda na sua imagem gerada por sensores de radiação infravermelha.

Esta dissertação de mestrado trata, principalmente, do projeto e da implementação de um medidor portátil para a medição de correntes alternadas a 60Hz, de baixa intensidade, capaz de auxiliar na avaliação de para-raios através da sua corrente de fuga. O protótipo é dotado de eletrônica embarcada baseada em microcontrolador ARM, e utiliza um transdutor de corrente, do tipo bobina de Rogowski [3]. As características que apontam para a escolha deste tipo de transdutor são discutidas mais adiante, no capítulo 2.

1.1 Motivação

Em 2006, teve início no GRUCAD o projeto de pesquisa e desenvolvimento intitulado “Medidor de Corrente de Fuga em Para-raios”, o qual atendeu a chamada pública MCT/FINEP – Ação Transversal - RBT 05/ 2005, financiado pelo Ministério da Ciência e Tecnologia, FINEP, Centrais Elétricas Brasileiras S.A. e a empresa Reivax, com o período de vigência até janeiro de 2010. O projeto teve aditivos, proporcionando o aprimoramento de um protótipo, conferindo-lhe melhores características e novos recursos. A presente dissertação é baseada nos trabalhos conduzidos pelo autor em atendimento ao projeto de pesquisa e desenvolvimento, no qual esteve envolvido a partir de 2008, quando ingressou no curso de mestrado. Entretanto, por motivos de não se facilitar a implementação do sistema por terceiros, o que não é evidente e fácil de ser realizado, nem todas as rotinas e, principalmente, os programas fonte e os circuitos eletrônicos são apresentados, mesmo sabendo que não há um conhecimento neste projeto passível de ser protegido por direitos de pro-

priedade intelectual. Sob o aspecto do projeto supra citado, na aplicação em campo, ele aborda um assunto multidisciplinar, exigindo conhecimentos além daqueles necessários à medição da corrente de fuga de para-raios de alta tensão.

Este trabalho de mestrado também está associado aos estudos e projetos do GRUCAD envolvendo medição de correntes elétricas em geral, através da utilização de bobinas de Rogowski, tais como a dissertação de mestrado do engenheiro M. Sc. Maurício Rigoni [4], e a tese de doutorado do professor Dr. James Silveira [2] do IF-SC. Estes trabalhos abordaram o estudo de aplicações de bobinas de Rogowski, entre outros sensores de campo magnético, e o desenvolvimento de um modelo para avaliação de para-raios baseado em características de sua corrente de fuga, respectivamente. A linha de pesquisa de medição de campos magnéticos e de corrente por meio do princípio da bobina de Rogowski foi iniciada no GRUCAD/UFSC no ano de 2002, aplicada também no estudo de materiais magnéticos.

1.2 Objetivos

O principal objetivo do trabalho é projetar e implementar um dispositivo portátil, adequado a medição da corrente de fuga de para-raios em operação, com o intuito de obter informações que auxiliem na avaliação das condições de funcionamento do equipamento de proteção. Aliado a este objetivo, está o contexto da chamada pública [5] que deu origem ao projeto, a qual tem como fim incentivar a pesquisa para criação de produtos que possam substituir os importados de maneira competitiva. Este cenário impôs cuidados ao se conduzir a pesquisa, que considerou custos, grau de nacionalização e buscou características comerciais para o projeto.

Considerados os objetivos mais importantes mencionadas acima, foram estabelecidas as características desejadas para o medidor, algumas já justificadas e outras a serem comentadas com detalhes nos próximos capítulos. Estas características, provenientes também de trabalhos de pesquisa do GRUCAD/UFSC e de referências da literatura, doravante tratadas como metas de projeto, estão listadas abaixo, segundo a ordem de prioridades idealizada:

- a) Tratamento de sinal com controle automático de ganho;
- b) Mostrador gráfico para exibição da forma de onda do sinal;
- c) Cálculo de valores de pico e RMS;

- d) Análise harmônica e cálculo de THD;
- e) Alimentação por baterias recarregáveis;
- f) Comunicação por radiofrequência;
- g) Sensor de temperatura ambiente;
- h) Indicador de baterias e circuito de recarga;
- i) Relógio para leitura e registros.

Planejaram-se estes recursos tendo em vista primeiramente alguns dos parâmetros encontrados em normas e na literatura para a avaliação de para-raios de óxido metálico de zinco, e ainda outros aspectos como viabilidade, tempo de projeto, imunidade e emissão eletromagnética, facilidade de operação e caráter comercial. Muitos destes recursos foram desenvolvidos além daqueles propostos no projeto “Medidor de Corrente de Fuga em Para-raios”.

Buscando atender as necessidades de viabilidade e de competitividade comercial, teve-se como meta a busca da utilização de programas computacionais de baixo custo, de preferência livres, mas sem que isto gere problemas de licença comercial quanto ao uso e distribuição do medidor.

Por fim, existe ainda em segundo plano a intenção de criar, através dos trabalhos desenvolvidos por esta dissertação de mestrado financiado pela CAPES, uma plataforma para desenvolvimento de sistemas embarcados que possa atender a outros projetos de pesquisa no LAESP, Laboratório de Acionamentos Especiais, pertencente ao GRUCAD. Neste laboratório, muitas são as aplicações envolvendo a aquisição de sinais cujos tratamentos dependem de amplificação diferencial e de filtro integrador, como as que utilizam sensores de campo por indução magnética e sensores de corrente por bobinas de Rogowski. Esta dissertação, além de atender o desenvolvimento do projeto “Medidor de Corrente de Fuga em Para-raios”, também teve a finalidade de desenvolver um sistema com capacidade de medir uma ampla faixa de magnitudes de sinais, através de um recurso de ganho automático. Também com esta finalidade, dentro do âmbito deste mesmo projeto, pretendeu-se facilitar a reprogramação do *software* embarcado, sem que houvesse necessidade de desmonte do protótipo.

1.3 Organização do Trabalho

Esta dissertação é organizada da forma descrita a seguir.

O capítulo 2 apresenta os componentes ou etapas essenciais que

compõem o sistema de medição concebido, desde o elemento sensor de corrente até a etapa de cálculo da grandeza. Seu princípio de funcionamento, equacionamento e sistemas de filtragem adotados são esclarecidos neste capítulo. Nele também são descritos os circuitos para realização das etapas de condicionamento do sinal, assim como o processamento de sinal.

O capítulo 3 trata o projeto e implementação do sistema embarcado, a seleção de seus principais integrantes e interface entre os periféricos do conjunto. São detalhadas as características do microcontrolador e demais componentes como mostrador gráfico, alimentação através de baterias, interface com o operador, sensor de temperatura, entre outros. Ao final é abordado o sistema de supervisão remoto, através do módulo de comunicação sem fios, bem como o protocolo de comunicação adotado.

No capítulo 4 são apresentados os aspectos relativos ao *software* que gerencia todo o sistema. Estão comentadas e referenciadas as ferramentas utilizadas durante o trabalho, linguagens e ambientes de programação. Os principais algoritmos adotados no *firmware* (programa para execução no sistema embarcado) estão separados em subtítulos, tais como integração numérica, transformada discreta de Fourier e cálculos dos parâmetros do sinal, entre outras funções do programa embarcado. Ainda neste capítulo é abordado o programa para realização da comunicação sem fios, executado em microcomputador do tipo pessoal.

O quinto capítulo relata os procedimentos de validação dos algoritmos implementados e os experimentos realizados com o protótipo após sua montagem. Compara-se os resultados de validação com valores teóricos obtidos por programas de cálculo numérico. Já os resultados experimentais são comparados com instrumentos comerciais.

No sexto e último capítulo estão as conclusões sobre o trabalho acerca da realização ou não dos objetivos esperados. Também são mencionado possíveis aperfeiçoamentos que podem ser agregados ao protótipo como sugestão para trabalhos futuros.

2. SISTEMA DE MEDIÇÃO

Um sistema de medição é basicamente composto por quatro módulos: mensurando, transdutor, condicionador de sinal e saída ou mostrador (figura 2.1). O *mensurando* ou objeto de medição é a grandeza específica que deseja-se medir [6]. No caso particular deste projeto é a corrente que flui por um condutor qualquer. Já o transdutor é o elemento capaz de transformar a grandeza de entrada proveniente do mensurando em outra grandeza correlacionada, como um sinal de tensão, de corrente, ou mesmo um sinal digital como um trem de pulsos.

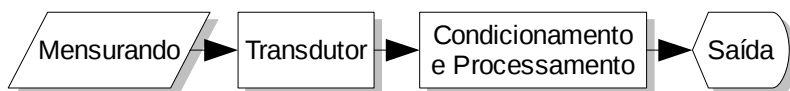


Figura 2.1: Diagrama básico de um sistema de medição.

Muitas vezes, os sinais disponíveis nos transdutores são de baixa amplitude e estão misturados ou modulados a outros sinais nem sempre de origem conhecida, como fontes de ruído externo. Cabe ao módulo de condicionamento e processamento, através de processos de amplificação e filtragem, tratar o sinal isolando suas componentes de interesse e deixando-o com amplitude compatível à saída desejada. Há ainda outros processos que entram nesta etapa (como linearização, demodulação, derivação etc) dependendo da correlação entre o sinal do transdutor e o sinal de saída.

Para o projeto do medidor de correntes, a saída se dá em um mostrador gráfico, ou ainda por meio de comunicação sem fios com um computador pessoal. Há, portanto, uma etapa de conversão dos sinais analógicos para sinais digitais, através de um circuito chamado conversor analógico-digital, ou simplesmente ADC. Este será visto com maiores detalhes ainda neste capítulo.

O diagrama completo mostrando as etapas de condicionamento de sinais deste projeto está na figura 2.2. Os elementos no diagrama estão classificados em quatro módulos, de acordo com a estrutura apresentada no diagrama da figura 2.1. No diagrama completo podem ser observados além dos já mencionados, elementos limitadores de sinal. Sua função é atuar em sinais cujas amplitudes possam danificar os circuitos da próxima etapa, limitando-as. Para sinais de amplitude segura, o limitador deve atuar como se não existisse, ou seja, sem alterar o sinal.

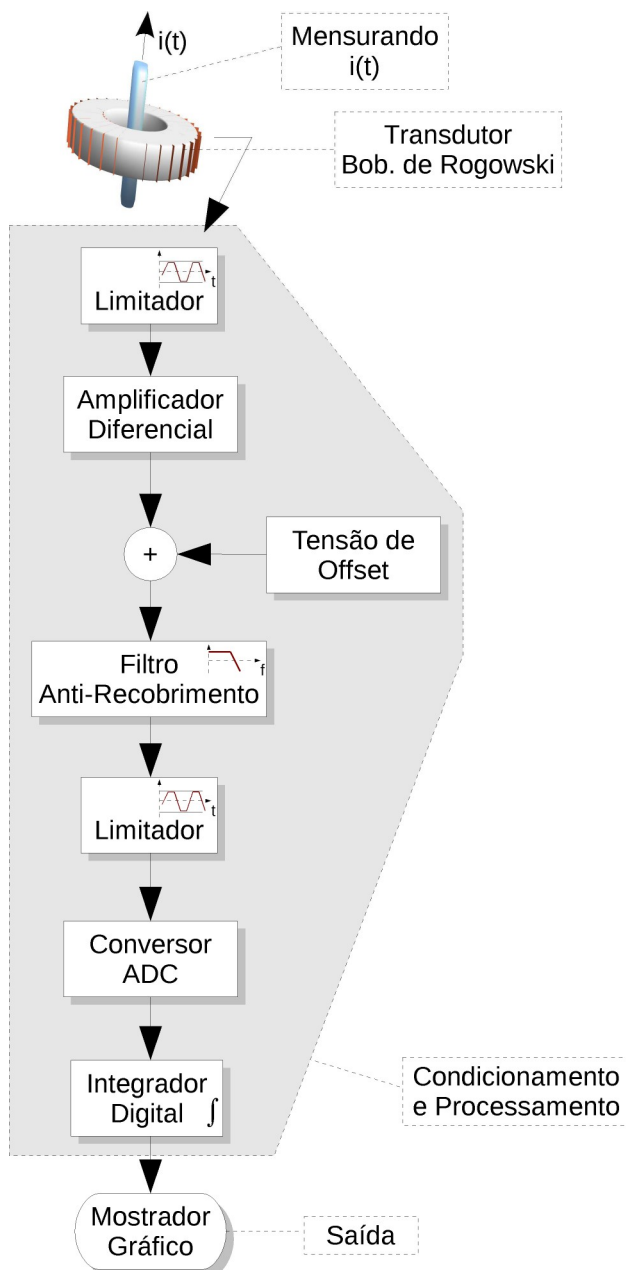


Figura 2.2: Diagrama das etapas de instrumentação.

Nos subtítulos que seguem dentro deste capítulo, serão tratados cada um destes blocos com um enfoque mais teórico, porém voltado às necessidades do projeto. Detalhes de ordem prática como valores e componentes utilizados serão abordados no capítulo 3: “Sistema Embarcado”.

2.1 Transdutor

Para a realização deste projeto, procura-se um transdutor de corrente que seja sensível com razoável precisão a correntes alternadas em torno de 0,5 mA eficazes. Este transdutor também deve manter uma isolamento elétrica com o condutor mensurado e, por questões óbvias de segurança, deve possibilitar a leitura de maneira facilitada, sem que haja necessidade de abertura do circuito a medir. Nestas condições, raras são as opções comerciais disponíveis, como o sensor de efeito Hall. Cogitado para utilização apesar de seu elevado custo, o sensor de efeito Hall apresenta alguns inconvenientes de estabilidade que exigiriam maiores estudos, como a influência do campo magnético da Terra. Outra opção que permitiria a medição sem abertura do circuito seria o uso de um transformador de corrente (TC) com núcleo aberto flexível ou bipartido. Como não se encontram opções prontas no mercado para compra de um TC adequado ao projeto, este deveria ser adquirido sob encomenda ou desenvolvido juntamente com o projeto. Além disso, como o sinal de saída do TC é uma corrente geralmente muito menor que a do primário (0,5 mA) e deve ser lido com baixa impedância, haveria grande dificuldade de se tratar este sinal para leitura, além de outros problemas relacionados com a permeabilidade magnética do material.

Uma opção popular, porém recomendada para medições de correntes da ordem de ampères é a bobina de Rogowski. Esta pode ser constituída de núcleo flexível e aberto, facilitando a instalação. Por este motivo tem sido utilizada em alguns trabalhos dentro do GRUCAD, sobretudo para medições de correntes fluindo em grandes objetos, como em máquinas, equipamentos e grandes estruturas metálicas. Devido a esta versatilidade que possibilitaria envolver a base do para-raios durante a medição, e ao *know-how* do laboratório na utilização deste sensor, o mesmo foi selecionado como transdutor para compor o protótipo em desenvolvimento.

Os primeiros relatos de utilização da bobina para medição de correntes através de seu acoplamento magnético mútuo com um condutor, a fim de se obter uma medida derivativa da corrente no tempo, são credi-

tados a W. Rogowski. Ele propôs este sistema de medição logo após a apresentação de um artigo de sua coautoria em 1912, juntamente com W. Steinhauss e intitulado “*The Measurement of Magneto Motive Force*”, em que demonstram ser possível a medida de um campo magnético passando através das extremidades de uma bobina flexível. Anos antes, em 1887, o professor Chattock da Bristol University fez uso de procedimento semelhante para medição de relutância em circuitos magnéticos. Por isto, muitos denominam o dispositivo como bobina de Chattock-Rogowski.

Basicamente, a bobina é formada por um enrolamento sobre um tubo longo (núcleo), geralmente de material não ferromagnético e flexível, que permita envolver o objeto unindo-se as pontas do tubo (para medição de correntes). Quando o núcleo forma um circuito magnético fechado, este toma a aparência de um transformador de corrente, porém com um funcionamento distinto.

2.1.1 Bobina de Rogowski – Princípio de Funcionamento

O princípio de funcionamento da bobina está fundamentado em duas leis da física: uma corrente elétrica produz um campo magnético entorno dela mesma e uma variação de um campo magnético produz um campo elétrico (diferença de potencial) que pode induzir correntes em um condutor. Assim, a função da bobina é ser sensibilizada pela variação do campo magnético produzido pela corrente a ser mensurada.

As leis da física supracitadas são conhecidas como leis de Ampère e de Faraday [7]. A primeira relaciona o campo magnético \mathbf{H} ao longo de um laço L , com a corrente elétrica I que transpõe este laço, através da equação 2.1. Por convenção adotada neste texto, admite-se que as incógnitas em negrito são de natureza vetorial, assim como as em itálicos são escalares. Esta é a forma integral da lei de Ampère, e demonstra o surgimento de um campo magnético rotacional na presença de uma corrente elétrica.

$$\oint_L \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = I \quad (2.1)$$

O mais clássico exemplo de aplicação da lei de Ampère caracteriza o campo elétrico criado pela corrente I que percorre um condutor. Seja um condutor infinito, perpendicular ao plano circular S e centralizado no mesmo, de raio r (figura 2.3). Aplica-se a lei de Ampère ao longo da linha L que circula a superfície S . Sabendo-se que o campo \mathbf{H} é rota-

cional em relação ao condutor (portanto, colinear com o vetor infinitesimal $d\mathbf{l}$), o produto escalar entre \mathbf{H} e $d\mathbf{l}$ é igual ao produto entre seus módulos. Assim, pode-se resolver a integral e isolar o módulo do campo magnético H em função da corrente I e da distância r (equação 2.4).

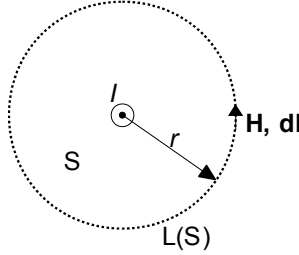


Figura 2.3: Aplicação da Lei de Ampère: Campo criado por um fio.

$$\oint_{L(S)} \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = I \quad (2.2)$$

$$H \oint_{L(S)} d\mathbf{l} = I \quad (2.3)$$

$$H = \frac{I}{2\pi r} \quad (2.4)$$

O segundo princípio em que se baseia o transdutor é a Lei de Indução de Faraday, segundo a qual uma espira de condutor atravessada por um fluxo magnético Φ variante no tempo, é submetida a um potencial elétrico U em seus terminais, proporcional à variação do fluxo (equação 2.5). O sinal negativo da fórmula indica a direção da força eletromotriz e é conhecido como Lei de Lenz. O sentido da força eletromotriz surgirá sempre com o potencial para criar uma corrente (caso o circuito da espira se feche) gerando um campo contrário à variação do fluxo inicial.

$$U = - \frac{d\Phi}{dt} \quad (2.5)$$

A lei de Faraday-Lenz é presente entre as equações de Maxwell na seguinte formulação integral:

$$\oint_{L(S)} \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} = -\frac{d}{dt} \int_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} \quad (2.6)$$

No lado esquerdo, tem-se a circulação do campo elétrico \mathbf{E} em torno da espira cujo caminho L coincide com os limites da seção do fluxo \mathbf{S} . O resultado da integração é o potencial magnético V nos terminais da espira. No lado direito da equação, para uma indução magnética \mathbf{B} homogênea e perpendicular à seção \mathbf{S} , a integral de superfície pode ser substituída pelo produto entre a área S e o módulo da indução B . Este produto é chamado de fluxo magnético e representado por Φ . Com esta substituição na expressão 2.7, chega-se novamente à Lei de Faraday-Lenz (equação 2.5).

$$V = -\frac{d}{dt} B S \quad (2.7)$$

Compreendidos estes princípios, uma forma simples de analisar o funcionamento da bobina de Rogowski é para o caso particular da figura 2.4. Neste caso, supõe-se que a bobina analisada tem o núcleo perfeitamente toroidal de comprimento médio L e que o condutor da corrente $i(t)$ está posicionado exatamente no centro do mesmo.

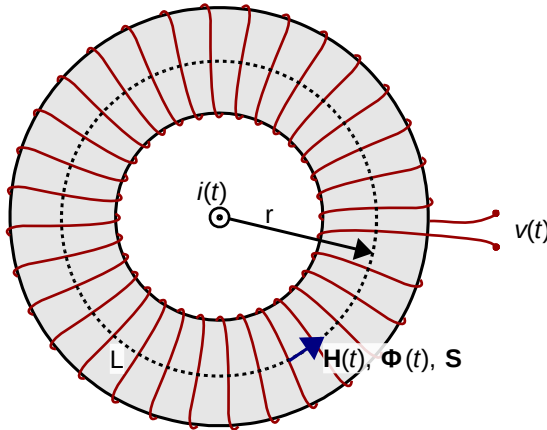


Figura 2.4: Bobina de Rogowski: Princípio de funcionamento.

Para simplificar os cálculos, supõe-se também que a área da seção

transversal \mathbf{S} do núcleo seja pequena, de tal sorte que o campo magnético \mathbf{H} seja homogêneo em toda a seção. Nestas condições, pode-se afirmar que todas as espiras da bobina estão alinhadas com a indução \mathbf{B} , e são atravessadas pelo mesmo fluxo $\Phi(t)$ em módulo. Portanto, produzem a mesma força eletromotriz $U(t)$ por espira, dada pela Lei de Faraday. Ao expressar o potencial por espira em termos da área S e da indução $B(t)$ através da igualdade $\Phi(t)=B(t)S$, tem-se a equação (2.8).

$$U(t) = -S \frac{dB(t)}{dt} \quad (2.8)$$

Neste ponto, substitui-se $B(t)$ pela equação constitutiva entre campo e indução $\mathbf{B}=\mu\mathbf{H}$ para se levar em conta a permeabilidade magnética relativa μ_r do material que compõe o núcleo. Chega-se então à equação 2.9.

$$U(t) = -\mu_r \mu_0 S \frac{dH(t)}{dt} \quad (2.9)$$

Como se deseja relacionar os potenciais nas espiras com a corrente $i(t)$ no condutor, substitui-se na equação 2.9 a expressão do campo magnético (equação 2.4) produzido por um condutor a uma distância r .

$$U(t) = -\frac{\mu_r \mu_0 S}{2\pi r} \frac{di(t)}{dt} \quad (2.10)$$

A equação 2.10 estabelece o potencial elétrico que surge em cada espira da bobina. Considerando-se uma bobina com N espiras e, por fim, modificando a expressão para que seja em função do comprimento da bobina ($L = 2\pi r$), chega-se ao resultado esperado (equação 2.11).

$$v(t) = \frac{\mu_r \mu_0 N S}{L} \frac{di(t)}{dt} \quad (2.11)$$

Nesta última equação (2.11) é estabelecida a relação entre a tensão obtida nos terminais da bobina $v(t)$ com a corrente a ser medida por ela $i(t)$. Embora a equação tenha sido obtida para um caso particular de

bobina com geometria circular e corrente no centro da mesma, a igualdade é válida para qualquer formato que a bobina possa assumir. Desde que descreva um caminho fechado em torno do condutor, seja ele elipsoidal, retangular etc, o resultado da medida não será afetado. As demonstrações para esta afirmação podem ser encontradas nas referências ([7], [3]), porém podem ser explicadas intuitivamente. A posição do condutor fora do centro, por exemplo, produzirá um campo mais forte nas espiras mais próximas, mas em compensação, um campo mais fraco nas mais distantes, compensando linearmente (o campo é inversamente proporcional ao raio) o potencial total produzido pelas espiras. O mesmo acontece ao se inclinar o condutor, não mais mantendo a condição de perpendicularidade entre a corrente e o plano da bobina.

Sob um enfoque mais prático, para que estas condições de irregularidade geométrica não afetem sensivelmente o resultado da equação 2.11, é importante que haja homogeneidade nos enrolamentos da bobina, distribuindo-se as espiras da forma mais precisa possível.

Uma forma mais simples de se estabelecer o sinal de saída da bobina é através da indutância mútua M entre enrolamento e condutor (equação 2.12). Há maneiras de se obter o valor de M analiticamente, porém o usual é encontrá-lo experimentalmente. Por inspeção com a equação 2.11, chega-se facilmente a expressão para a indutância mútua em termos dos parâmetros da bobina (equação 2.13).

$$v(t) = M \frac{di(t)}{dt} \quad (2.12)$$

$$M = \frac{\mu_r \mu_0 N S}{L} \quad (2.13)$$

Muitas informações podem ser obtidas a partir da equação 2.11. A primeira e talvez a mais importante delas é a limitação do transdutor em aplicações que envolvam apenas correntes variantes no tempo, pois como já demonstrado, o sinal $v(t)$ obtido é proporcional à derivada temporal da corrente. Por este motivo, o sistema não responderá a uma corrente contínua atravessando o condutor.

Ao se isolar a corrente $i(t)$ na equação 2.11, tem-se as operações necessárias para realizar sobre o sinal $v(t)$ e obter a imagem da corrente $i(t)$, que se resumem a aplicação de um fator de escala e integração no tempo (equação 2.14).

$$i(t) = \frac{L}{\mu_r \mu_0 N S} \int v(t) dt \quad (2.14)$$

O processo de integração pode ser realizado de forma analógica ou numérica (digital). A primeira se dá através de circuitos eletrônicos e a segunda através de processamento digital após uma etapa de conversão analógico-digital. Ambas são naturalmente instáveis e requerem cuidados para que não haja saturação dos circuitos analógicos ou estouro de registradores, respectivamente. Neste trabalho foi adotada a alternativa digital, aproveitando-se da estrutura de microprocessador e conversor ADC, inevitáveis para a análise harmônica do sinal. Maiores detalhes a respeito do processo de integração serão discutidos no item 4.1.1, “*Algoritmo de Integração*”.

2.1.2 Características Construtivas da Bobina de Rogowski

Como foi apresentado no item precedente, os parâmetros geométricos influenciam na amplitude do sinal obtido através da bobina, ao passo que a qualidade de construção da mesma influencia na precisão da medida. Para correntes muito baixas, em que se deseja elevar o ganho do sinal $v(t)$, pode-se atuar aumentando a seção S da bobina, diminuindo seu tamanho L , ou ainda aumentando o número de espiras N . Estas duas últimas alterações são de certo modo antagônicas, uma vez que uma diminuição no tamanho L implica em redução no espaço disponível para o acréscimo de espiras. O projeto de uma bobina de Rogowski portanto, deve atentar para um compromisso entre cada parâmetro geométrico, de acordo com a aplicação em vista.

Outro aspecto relevante é a resposta em frequência do sistema. Supõe-se que uma corrente senoidal $i(t)$ com amplitude A e frequência angular elétrica ω seja medida com a bobina. Substituindo-se $i(t)$ na equação 2.12, tem-se:

$$v(t) = M \frac{d}{dt} (A \sen(\omega t)) \quad (2.15)$$

Resolvendo-se a operação de derivação, chega-se à equação 2.16. Com este resultado, pode-se observar que a saída do transdutor é proporcional à frequência ω do sinal de entrada, ou seja, a bobina tem um com-

portamento de amplificar componentes de altas frequências. Portanto, quanto maior a frequência a se medir, menor é o ganho necessário ao condicionamento do sinal.

$$v(t) = M A \omega \cos(\omega t) \quad (2.16)$$

A maior parte das aplicações encontradas na literatura sugerem que a bobina seja construída com núcleo de material não ferromagnético, como tubos de material flexível preenchidos com ar. Esta prática tem grandes vantagens pois além de permitir a medição em qualquer geometria de condutor, confere grande linearidade à medida devido a permeabilidade magnética do ar. Núcleos com material ferromagnético tem permeabilidade não linear, saturando a determinado nível de campo magnético. A utilização deste tipo de material compromete a medição de correntes que produzam um campo próximo a região de saturação na sua curva BH [7]. Por outro lado, a alta permeabilidade magnética fora da região de saturação permite elevados ganhos no sinal de saída do transdutor (ver equação 2.11).

Neste projeto foi adotado núcleo rígido de ferrite, com elevada permeabilidade magnética. Isto permite a medição de correntes com magnitudes muito menores, ao custo da rigidez do núcleo e a não linearidade do material. O problema da rigidez é parcialmente contornado com o corte do núcleo em dois segmentos. Desta forma é possível montá-lo em torno do condutor de medida sem a necessidade de se interromper seu circuito. Quanto a linearidade, trabalha-se com um nível de campo fora da região não linear, graças a baixíssima corrente da aplicação. Desta forma, garante-se a precisão do equipamento dentro de uma faixa de valores de correntes.

2.1.3 Circuito Equivalente

Para que haja um correto acoplamento entre o transdutor e o circuito para condicionamento do sinal, deve-se levar em conta alguns parâmetros do transdutor como impedância de saída e resposta em frequência. Assim, garante-se que não haverá distorção no sinal adquirido. Uma maneira de se analisar estes parâmetros é através de seu circuito equivalente. Um circuito equivalente é uma forma de representar através de componentes discretos algumas características do elemento sensor. Geralmente estas características são relacionadas com a forma em que o sensor é construído e com os materiais utilizados.

No caso da bobina de Rogowski, os elementos mais significativos em seu circuito equivalente são a resistência nos fios de seu enrolamento, a sua indutância própria e a capacitância parasita entre espiras. Embora estejam distribuídos ao longo de toda a bobina, pode-se modelar o transdutor com o circuito da figura 2.5. Neste, o sinal produzido pela corrente medida está representado por uma fonte de tensão $v(t)$, na qual estão ligados em série a resistência do enrolamento R e sua indutância própria L . A capacitância parasita C é conectada em paralelo com os terminais de saída “a” e “b”.

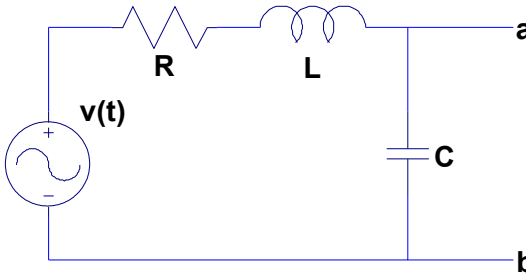


Figura 2.5: Modelo equivalente da bobina de Rogowski.

O circuito equivalente apresentado tem a forma de um filtro passa-baixas de segunda ordem, cuja frequência de corte f_c é dada pela equação 2.17. Um cuidado a ser tomado na utilização deste sensor é respeitar sua utilização dentro da faixa linear de resposta em frequência, garantindo leituras sem distorções. A prática usual nestes casos é assegurar que o sinal de entrada não contenha componentes em frequências superiores a uma década abaixo de f_c .

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.17)$$

Ao contrário do que se observa em um TC, cuja saída deve ser conectada a uma baixa impedância alimentada em corrente, a bobina de Rogowski não apresenta atrasos de fase devido à indutância L , pois é conectada a uma alta impedância alimentada em tensão. Este fato permite respostas rápidas ao sistema, sobretudo para a leitura de transitórios.

2.2 Conversão Analógico-Digital

Devido à facilidade de cálculo e processamento dos sinais no sistema embarcado, há a necessidade de uma etapa de digitalização dos sinais provenientes do sensor de corrente. Última etapa envolvendo sinais analógicos no sistema de medição, o conversor ADC traduz sinais contínuos no tempo e em amplitude, para sequências numéricas discretas no tempo e em amplitude. Esta tradução é dividida em duas etapas de discretização: **amostragem** (no tempo) e **quantização** (em amplitude), as quais definem as mais importantes figuras de mérito de um conversor analógico-digital: taxa de amostragem e resolução, respectivamente.

A amostragem ou discretização no tempo é realizada por um processo chamado *Sample and Hold* (S/H) ou simplesmente amostrador, que recolhe uma amostra do sinal em dado instante de tempo e a mantém até o fim do período de conversão. A frequência com que ocorre este processo é denominada **taxa de amostragem** e representada por f_s .

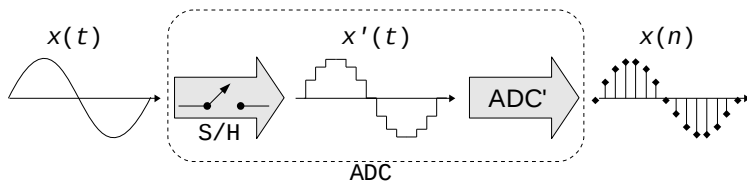


Figura 2.6: Conversor analógico-digital.

Na figura 2.6, o sinal contínuo no tempo e em amplitude $x(t)$ passa por um amostrador S/H que o discretiza no tempo. O sinal amostrado $x'(t)$ passa então por uma estrutura de quantização e codificação (ADC'), resultando na sequência numérica $x(n)$. Sempre que mencionado o termo ADC neste texto, refere-se ao processo $x(t) \rightarrow x(n)$ como um todo.

O processo de quantização consiste em classificar a amplitude amostrada em um conjunto de níveis definidos pelo ADC. O número de níveis (2^n) é determinado pela **resolução** n do ADC, dada em bits. A figura 2.7 representa um processo de quantização com resolução de três bits (oito níveis). Cada nível está rotulado com seu valor em código binário e corresponde a um valor de grandeza, geralmente tensão. O bit menos significativo (LSB) corresponde à menor diferença entre níveis Δ . Na figura, o sinal $x''(t)$ representa o sinal $x(t)$ após a quantização.

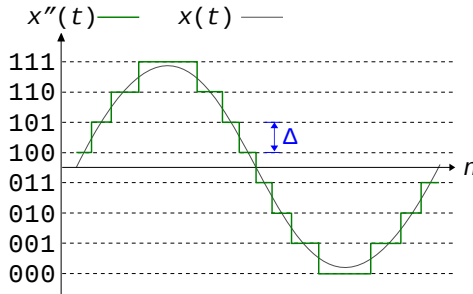


Figura 2.7: Processo de quantização de 3 bits.

A faixa de valores da grandeza real compreendidos pelos níveis de quantização é chamada de **faixa dinâmica** e representada por D . A menor variação de tensão percebida pelo ADC pode ser calculada pela equação 2.18, ao passo que o erro de quantização e_{\max} é dado pela equação 2.19.

$$\Delta = \frac{D}{2^n} \quad (2.18)$$

$$e_{\max} = \frac{\Delta}{2} \quad (2.19)$$

Quanto maior a resolução de um ADC, menor será seu erro de quantização e, conseqüentemente, melhor será a representação do sinal digitalizado. A resolução, porém, não deve ser confundida com precisão, embora estejam diretamente relacionadas. O *offset* e o ganho de quantização estão entre os fatores que afetam a precisão do conversor, os quais são erros devidos à não linearidade da função de transferência de quantização.

Em suma, a resolução e a taxa de amostragem são as principais características de um ADC e definem o quão fiel um sinal digital é de seu correspondente analógico. Em contrapartida, quanto maiores a resolução e a taxa de amostragem, maior é também a quantidade de informação a processar, exigindo memória e poder de processamento do sistema digital. Quando incorporado a um sistema, o ADC deve trabalhar com resolução compatível à precisão desejada para este (é comum a escolha de 1 bit a mais que a precisão ideal de resolução) e taxa de amostragem adequada à largura de banda do sinal.

Existem muitas estruturas de ADCs, cada qual com suas vanta-

gens e desvantagens, se adequando melhor à aplicação desejada. Na escolha da melhor arquitetura ($\Sigma\Delta$, SAR, *pipeline* etc) leva-se em consideração velocidade de conversão, precisão e custo.

O conversor adotado para o sistema é integrado ao microcontrolador [8], do tipo SAR (por aproximações sucessivas) com 10 bits de resolução, faixa dinâmica ajustada de 0 a 3,3 V, e taxa de amostragem de até 400 kS/s (*kilosamples* por segundo). Conversores do tipo SAR são indicados para aplicações de aquisição de dados e instrumentação que não exijam taxas muito elevadas (acima de 3 MS/s), ou com canais analógicos multiplexados [9].

2.3 Amplificador de Instrumentação

Para garantir o menor erro de quantização relativo no conversor ADC, é importante que o valor de tensão pico-a-pico V_{pp} esteja o mais próximo possível da faixa dinâmica D . Isto assegura que os valores de tensão provenientes do transdutor excursionem pelo maior número possível de níveis de quantização. Desta forma, se o valor de V_{pp} for inferior a D , deve-se aplicar um ganho suficiente no sinal. O exemplo numérico a seguir é baseado em valores próximos à realidade do projeto e tem como objetivo estimar o ganho necessário para a etapa de amplificação.

2.3.1 Cálculo do Ganho Necessário

Seja uma bobina de Rogowski toroidal de seção retangular e núcleo de ferrite, de acordo com os dados da tabela 2.1.

Raio médio	r	5 cm
Seção	S	2x1 cm ²
Número de espiras	N	600
Perm. relativa	μ_r	1900

Tabela 2.1: Dados para cálculo de ganho.

Aplicando-se os dados na equação 2.13, tem-se:

$$M = \frac{1900 \mu_0 \cdot 600 \cdot 2 \cdot 10^{-4}}{2 \pi 0,5} = 1,14 \text{ mH} \quad (2.20)$$

Havendo uma corrente $i(t)$ senoidal com 5 mA de pico e frequência de 60 Hz que transponha o centro da bobina, a tensão induzida nos terminais da mesma será (aplicação da equação 2.16):

$$v(t) = 1,14 \cdot 10^{-3} \cdot 5 \cdot 10^{-3} \cdot 120 \pi \cos(120 \pi t) \quad (2.21)$$

$$v(t) = 2,149 \cdot 10^{-3} \cos(120 \pi t) \quad (2.22)$$

A tensão pico-a-pico V_{pp} , neste caso é aproximadamente 4,3 mV. Assim, o ganho necessário G para o amplificador pode ser definido pela relação abaixo, onde D é a faixa dinâmica do ADC:

$$G = \frac{D}{V_{pp}} = \frac{(3,3-0)}{4,3 \cdot 10^{-3}} \approx 767 \quad (2.23)$$

Vê-se por conta do elevado ganho necessário que sem o recurso do núcleo magnético de elevada permeabilidade esta etapa de ganho seria muito mais elevada e difícil para se atingir.

Sendo comum a medição de correntes totais abaixo de 1 mA de pico em para-raios saudáveis, um ganho maior que o calculado seria mais apropriado. Entretanto, na ocorrência de problemas em um elemento varistor é esperado um aumento exponencial no valor de pico da corrente. Neste caso, um sistema concebido como o calculado acima seria incapaz de identificar a magnitude de correntes superiores a 5 mA. Assim, o processo ideal para agregar ao medidor seria uma amplificação de ganho variável, capaz de medir baixas correntes com boa resolução e também identificar maiores magnitudes.

2.3.2 Modo Diferencial e Circuito Adotado

Quando há necessidade de aplicar ganho em condicionamento de sinais, três estruturas utilizando AMPOPs (amplificadores operacionais) são inicialmente cogitadas: amplificador inversor, não inversor e diferencial. Cada uma possui diferentes características, sendo as duas primeiras com ganho de modo comum e a última com ganho de modo diferencial. Circuitos amplificadores de modo comum possuem apenas um terminal de entrada, tendo o terra do amplificador como referência para o sinal. Já os amplificadores subtratores, balanceados ou de modo diferencial possuem dois terminais de entrada e sua função ganho é efe-

tuada sobre a diferença entre estes dois terminais.

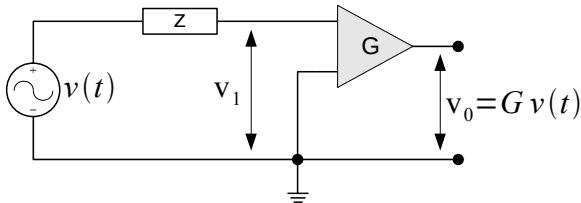


Figura 2.8: Amplificador de modo comum.

A figura 2.8 apresenta um modelo para ganho de modo comum do sinal $v(t)$ que chega da bobina e passa por uma impedância de linha Z . Nesta e nas demais figuras, o bloco G representa um ganho de potencial. Como o amplificador apresenta alta impedância de entrada, considera-se $v_1 = v(t)$, e assim a tensão de saída do amplificador é:

$$\begin{aligned} v_0 &= G v_1 \\ v_0 &= G v(t) \end{aligned} \quad (2.24)$$

Devido à baixa amplitude do sinal proveniente da bobina, ruídos indesejados de modo comum podem surgir em ambos terminais do conjunto bobina-linha com uma ordem de grandeza usualmente maior que o sinal de interesse. Estes sinais de interferência radiada surgem principalmente devido ao alto campo elétrico no ambiente de medição.

A figura 2.9 ilustra uma forma de se modelar a imposição de uma tensão de ruído r de modo comum. Para isto, um modelo simétrico equivalente do conjunto bobina-linha foi utilizado e conectado à fonte de ruído r através de seu ponto central. Uma impedância de aterramento zr faz a ligação virtual da fonte de ruído com o aterramento do sistema. Nesta configuração, a tensão que chega aos terminais do amplificador devido à alta impedância da linha e ao aterramento de um dos terminais é:

$$v_1 = v(t) + r \quad (2.25)$$

E com o ganho efetuado sobre v_1 , a tensão de saída v_0 é:

$$v_0 = G [v(t) + r] \quad (2.26)$$

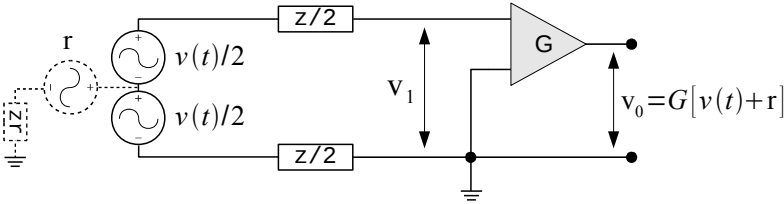


Figura 2.9: Ganho de modo comum em sinal com ruído de modo comum.

Verifica-se, então, que o ruído está presente na saída do amplificador juntamente com o sinal de interesse. No caso particular do medidor em estudo, ruído e sinal têm a mesma frequência e impedem uma possível filtragem no domínio da frequência. Sendo a tensão de saída do circuito amplificador limitada pelos níveis de alimentação, a presença do ruído pode ainda levar o circuito à saturação, comprometendo totalmente a operação do sistema de medição.

Por fim, na figura 2.10 é apresentado o modelo com ruído de modo comum aplicado a um amplificador diferencial. Nesta estrutura, o ganho G é aplicado sobre a diferença entre v_1 e v_2 , conforme o equacionamento a seguir.

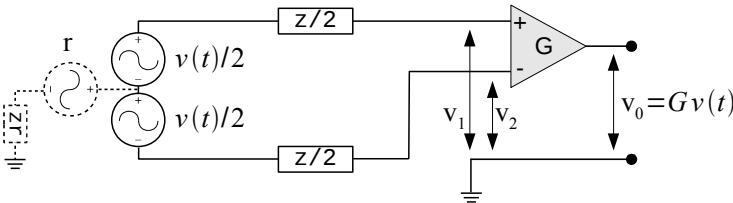


Figura 2.10: Ganho de modo diferencial em sinal com ruído de modo comum.

$$v_1 = r + \frac{v(t)}{2} \quad ; \quad v_2 = r - \frac{v(t)}{2} \quad (2.27)$$

$$v_0 = G(v_1 - v_2) \quad (2.28)$$

$$v_0 = G v(t) \quad (2.29)$$

Como se pode notar, a aplicação de uma estrutura de amplificação diferencial impede a passagem do ruído de modo comum, tornando-

se a mais indicada para o projeto. Sua implementação com alta impedância de entrada pode ser realizada com três AMPOPs e uma rede de resistores.

Um circuito amplificador diferencial pode ser implementado a partir de transistores ou com um AMPOP, sendo necessários três para propiciar alta impedância de entrada. Nestes casos, a qualidade do circuito é determinada pela simetria e precisão de uma rede de resistores que determinam o ganho efetivo. Para aplicações de maior exigência, é recomendável a utilização de amplificadores de instrumentação (AMP-INS), que são circuitos integrados desempenhando a função de um bloco amplificador diferencial projetado para que o ajuste de ganho seja feito com a mudança de apenas um resistor. A figura 2.11 mostra um esquemático muito utilizado em CIs de AMP-INS. Seu circuito interno é formado por três AMPOPs. A referência da tensão de saída V_o é definida através de V_{REF} , e o com ganho do bloco é ajustado através do resistor externo R_g , segundo a equação 2.30.

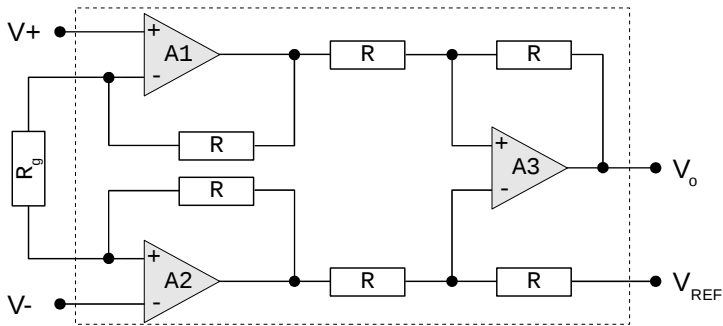


Figura 2.11: Amplificador de Instrumentação

$$G = \left(1 + \frac{2R}{R_g} \right) \quad (2.30)$$

Utilizou-se neste trabalho um AMP-IN de ganho programável digitalmente [10]. Este possui quatro ganhos selecionáveis através da combinação de dois sinais digitais e que atuam nos resistores de realimentação dos primeiros AMPOPs A1 e A2, proporcionando os seguintes ganhos: 1, 10, 100 e 1.000. A possibilidade de mudança para ganhos menores proporcionará ao sistema medir correntes anômalas e de interesse para o projeto, sem que isto comprometa a sua precisão.

O controle através de portas digitais permitirá que o programa do sistema embarcado atue automaticamente sobre o ganho e por conseguinte, calcule o resultado final para exibição, sem a necessidade de mudanças em escalas por parte do operador.

2.4 Componente Contínua

Após a amplificação, o sinal de tensão alternada com valor médio em torno de zero deve ganhar uma componente contínua V_{DC} para que case em limites de tensão com a faixa dinâmica do ADC (sinais positivos e menores que 3,3 V). A maneira mais simples de fazê-lo seria inserir um circuito somador em algum ponto entre a saída do AMP-IN e a entrada do ADC (figura 2.12). Contudo, o AMP-IN utilizado, como muitos similares que adotam a mesma estrutura, possui uma entrada de referência para o sinal de saída. Conectado a esta, a tensão DC de referência é somada ao sinal de saída, dispensando a implementação de um circuito somador.

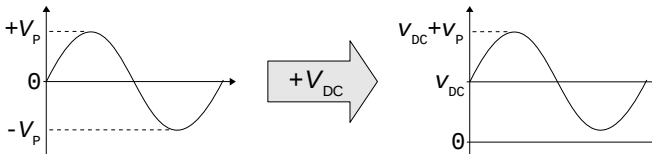


Figura 2.12: Adição de componente contínua ao sinal amplificado.

A melhor escolha para a tensão DC utilizada é o valor médio da faixa dinâmica, possibilitando que o sinal pico-a-pico excursions sobre toda a faixa dinâmica.

$$V_{DC} = \frac{(AD_{Ref} - 0)}{2} = \frac{3,3}{2} = 1,65 V \quad (2.31)$$

Como o circuito para prover V_{DC} deve ser estável, independente de variações de temperatura e alimentação, optou-se por uma solução em circuito integrado. Neste caso, os valores comerciais mais próximos de 1,65 considerados viáveis para o projeto foram 1,25 e 2,048V, sendo a primeira opção a escolhida [11]. Visto que este valor empurra o sinal em direção ao limite inferior da faixa dinâmica, o aproveitamento desta será de aproximadamente 76%.

2.5 Filtro Anti-Recobrimento

Para assegurar a integridade dos dados adquiridos pelo conversor ADC, um filtro anti-recobrimento é necessário. Neste subitem, apresenta-se resumidamente o teorema da amostragem que justifica esta etapa no sistema e também a especificação e escolha de um filtro adequado para o projeto.

2.5.1 Teorema da Amostragem

Segundo o teorema da amostragem de Nyquist, se um sinal $x(t)$ for estritamente limitado em frequência, isto é,

$$X(j\omega) = 0 \quad ; \quad |\omega| > \omega_0 \quad (2.32)$$

então $x(t)$ pode ser recuperado de forma única a partir de sua sequência de amostras $x(nT_s)$ somente se a equação 2.33 for satisfeita,

$$\omega_0 \leq \frac{\omega_s}{2} \quad (2.33)$$

onde $\omega_s = \frac{2\pi}{T_s}$ e T_s é o período entre amostras.

Em outras palavras, a máxima componente em frequência de um sinal a ser discretizado deve ser, no máximo, metade da frequência de amostragem utilizada. Esta frequência máxima também é conhecida como frequência de Nyquist e garante que o sinal possa ser reconstruído a partir de suas amostras, sem que haja distorções.

O teorema de Nyquist pode ser ilustrado através da representação da amostragem no domínio da frequência. Seja um sinal $X(j\omega)$ limitado em frequência (figura 2.13a) em que não há componentes em frequências superiores a ω_0 . A discretização deste sinal em uma frequência de amostragem ω_s faz com que seu espectro em frequência seja replicado e centrado em cada múltiplo inteiro da frequência ω_s (figura 2.13b). Caso $X(j\omega)$ seja amostrado por uma frequência ω_s inferior a $2\omega_0$ (não respeitando o teorema), ocorrerão sobreposições de componentes dos espectros deslocados no sinal amostrado $X_s(j\omega)$. Esta sobreposição é chamada de recobrimento, ou *aliasing* (figura 2.13c).

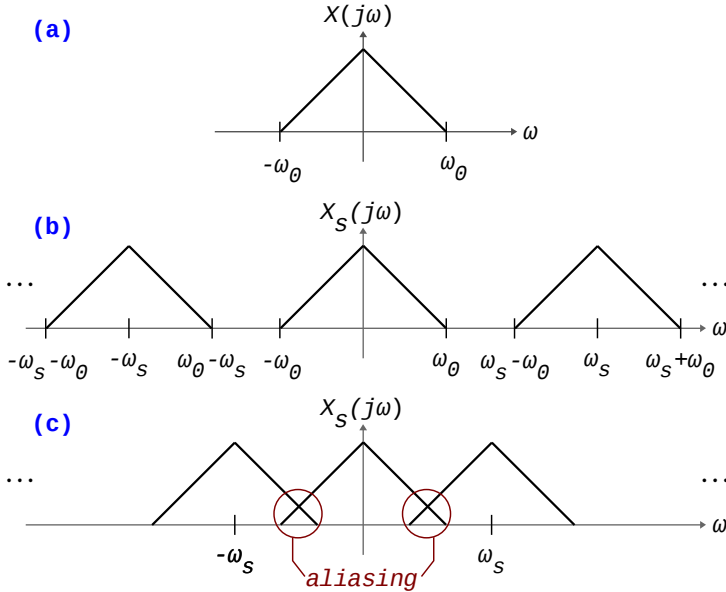


Figura 2.13: Sinal estritamente limitado em freq. (a); Sinal amostrado (b); Sinal amostrado com *aliasing* (c).

Para evitar a ocorrência do recobrimento, que pode causar distorções irreparáveis no sinal amostrado, utiliza-se antes do conversor ADC um filtro anti-recobrimento (*anti-aliasing*). Trata-se de um filtro passa-baixas (LPF) com o objetivo de garantir que a largura de banda do sinal pré-conversão seja inferior à frequência de Nyquist.

2.5.2 Definições e Especificações

Em um filtro LPF a região no domínio da frequência que não deve afetar o sinal de entrada é chamada de banda de passagem, e a região cujas componentes devem ser totalmente atenuadas é chamada de banda de rejeição. À frequência que separa estas regiões dá-se o nome de frequência de corte, ou ω_c . Como não existem filtros ideais sem alterações na banda de passagem nem atenuação absoluta após a frequência de corte, deve-se buscar uma aproximação (função que rege o filtro) que satisfaça as necessidades do projeto, sendo muitas as aproximações de filtros popularmente conhecidas.

Especifica-se um filtro a partir dos requisitos de atenuação máxima (A_{\max}) na banda de passagem e atenuação mínima (A_{\min}) na banda de

rejeição, além, obviamente, das frequências que definem estas atenuações. A partir destes parâmetros e conhecendo-se a aproximação desejada para o filtro (Bessel, Butterworth, Chebyshev etc), é possível calcular a ordem necessária para implementá-lo.

Com base em algumas particularidades inerentes ao processo de integração digital do sinal que serão vistas no item 4.1.1, “Algoritmo de Integração”, a frequência de amostragem f_s utilizada no ADC foi definida para 15,36 kHz. Assim, a frequência de Nyquist a ser rejeitada é de 7,68 kHz e sua atenuação mínima deve ser a relação sinal-ruído SNR do ADC, dada pela equação 2.34. Para $n = 10$ bits, a SNR e, consequentemente, a atenuação mínima é de 60,2 dB.

$$\text{SNR}_{\text{dB}} = 20 \log(2^n) \quad (2.34)$$

A largura de banda do sinal desejada pelo medidor determina o limite para A_{min} . Deseja-se um medidor com análise harmônica para frequência comercial de 60 Hz. Considerando-se um filtro que afete em 1% a magnitude da 13ª harmônica, o requisito procurado é de aproximadamente 0,09 dB para 780 Hz. Fixados os parâmetros necessários, pode-se facilmente utilizá-los em um programa para cálculo de filtros e se obter a ordem e a frequência de corte para uma aproximação normalizada.

Dentre diversas implementações possíveis, foi selecionado um filtro monolítico do tipo capacitor chaveado com aproximação Butterworth de 4ª ordem [12], atendendo às especificações. A principal vantagem desta implementação é a flexibilidade da frequência de corte do filtro, que pode ser ajustada em tempo real por um oscilador ou sinal de *clock*. Assim, qualquer mudança na taxa de amostragem do ADC não implica em reprojetar e troca de componentes para o filtro anti-recobrimento.

A aproximação Butterworth é conhecida por possuir a resposta mais plana possível na banda de passagem [13]. Seu comportamento na banda de rejeição é monotônico e suas características de fase e tempo são boas em comparação a outras aproximações. Em contrapartida, é das aproximações a que necessita de maior ordem para atingir determinada atenuação. A resposta em dB de um filtro Butterworth de ordem n e frequência de corte normalizada ω_c pode ser calculada pela equação 2.35.

$$A(\omega)=10\log\left(1+\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2n}\right)$$

(2.35)

Os parâmetros exigidos ao filtro são satisfeitos com frequências de corte entre 1.265 e 1.355 Hz para a aproximação Butterworth. O ponto médio, em 1.310 Hz, responde conforme a tabela 2.2. Sua resposta em frequência pode ser observada na figura 2.14.

Parâmetro	Frequência [Hz]	Condição	Calculado [dB]
A_{\max}	780	< 0,09 dB	0,07
A_{\min}	7680	> 60,2 dB	61,45

Tabela 2.2: Parâmetros do filtro Butterworth de 4ª ordem para $f_c=1.310$ Hz.

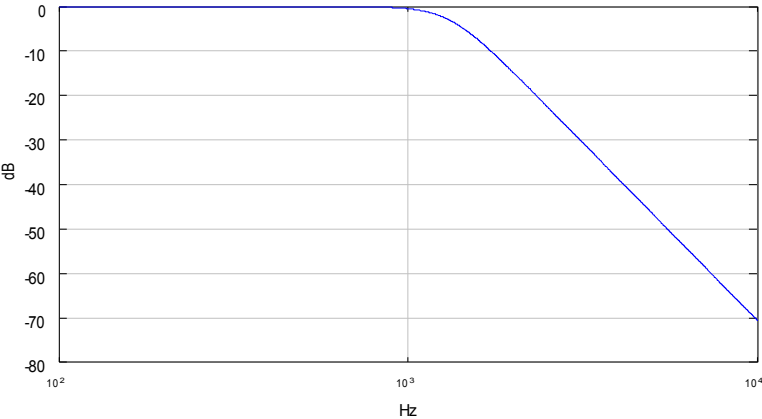


Figura 2.14: Resposta do filtro anti-recobrimento.

Embora a atenuação para o ganho mínimo na banda de rejeição tenha ficado adequada com pouca margem, vale ressaltar que o próprio modelo equivalente da bobina utilizada como transdutor (figura 2.5) atua como filtro LPF do tipo LC de segunda ordem para altas frequências e age contra a ocorrência de recobrimento no ADC.

2.6 Limitadores de Sinal

Cada componente empregado na formação dos circuitos analógi-

cos para condicionamento de sinais possui restrições quanto ao nível de tensão o qual é submetido. Para garantir níveis seguros à integridade dos componentes são necessários pequenos circuitos adicionais, com o objetivo de atuar sobre sinais adversos que possam surgir devido a um pulso de corrente passando pelo transdutor, por exemplo.

Estes circuitos são formados basicamente por diodos, que entram em condução quando a tensão aplicada supera determinados valores e provocam quedas de tensão em resistores inseridos em série com o sinal. Neste trabalho foram utilizados dois tipos de estruturas limitadoras, as que entram em condução com as linhas de alimentação e as que entram em condução com o terra do sistema, dissipando o sinal.

A primeira estrutura (figura 2.15a) é utilizada antes de circuitos integrados como amplificadores e filtros ativos, cuja entrada não deve ultrapassar a tensão de alimentação destes CIs, exceto por uma pequena margem. Esta configuração também impede a aplicação de sinais nos CIs sem que estes estejam devidamente energizados (alguns componentes podem ser danificados caso não se tome este cuidado).

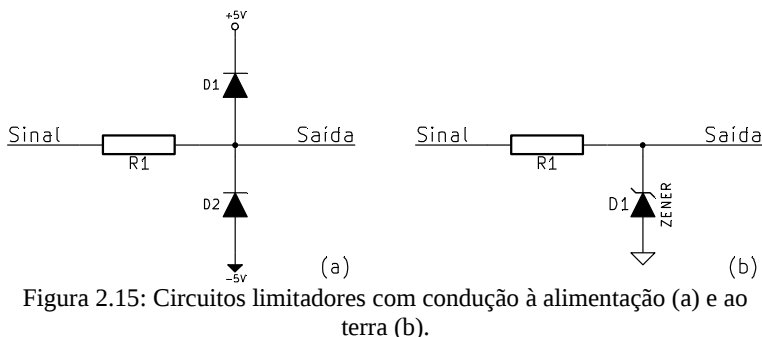


Figura 2.15: Circuitos limitadores com condução à alimentação (a) e ao terra (b).

Caso o sinal apresente um pico positivo superior à fonte de alimentação positiva (5 V no exemplo), o diodo D1 entrará em condução e provocará uma queda de tensão em R1, limitando o sinal. De forma simétrica, o diodo D2 entrará em condução para picos negativos inferiores à tensão de alimentação negativa (-5 V).

Utiliza-se a segunda estrutura (figura 2.15b) para limitar sinais em um nível específico de tensão. Este é definido pelo diodo Zener, que entra em condução reversa caso o sinal possua magnitude superior à tensão de Zener. Neste caso a queda de tensão provocada em R1 devido à corrente no Zener limita o sinal de saída. Esta estrutura é utilizada antes do conversor ADC, pois este só realiza conversão de tensões inferiores

ou iguais a uma referência. Valores logo acima desta referência podem danificar ou comprometer a precisão do ADC.

Ambas as estruturas apresentadas na figura 2.15 supõem sinais de modo comum, ou seja, referenciados ao terra. Para sinais de modo diferencial, como é o caso da bobina de Rogowski, as estruturas devem ser duplicadas e conectadas a cada um dos dois terminais da bobina.

2.7 Processamento Digital

A partir da sequência de amostras proveniente do ADC, todo o tratamento restante do sinal deve ser obtido numericamente, o que inclui o processo de integração (equação 2.14) para obtenção da forma de onda da corrente, cálculo de parâmetros como valor eficaz e de pico e análise harmônica.

No cômputo do sinal de corrente, faz-se necessário considerar a tensão V_{DC} e o ganho G aplicado pelo AMP-IN, de acordo com a equação (2.36), onde M é a indutância mútua do sensor (definida na equação 2.13) e $v_{AD}(t)$ é a tensão de entrada do ADC.

$$i(t) = \frac{1}{M G K_i} \int (v_{AD}(t) - V_{DC}) \quad (2.36)$$

O fator K_i compensa o ganho referente ao processo de integração utilizado. Caso fosse adotado um circuito integrador analógico ativo do tipo RC, por exemplo, o fator K_i seria a constante de tempo RC. Para o integrador digital, o ganho K_i equivale à frequência de amostragem f_s do ADC. Assim, a sequência discreta da corrente $i(n)$ em função da tensão discretizada $v_{AD}(n)$ obedece a equação 2.37.

$$i(n) = \frac{1}{M G f_s} \sum (v_{AD}(n) - V_{DC}) \quad (2.37)$$

Em termos dos resultados C_{AD} (valores inteiros de 0 a 1023) de cada conversão do ADC, cuja relação com a tensão amostrada v_{AD} é dada pela equação 2.38, a sequência discreta $i(n)$ pode ser obtida pela equação 2.39.

$$v_{AD} = \frac{3,3 C_{AD}}{1023} \quad (2.38)$$

$$i(n) = \frac{1}{M G f_s} \sum \left(\frac{3,3}{1023} C_{AD}(n) - V_{DC} \right) \quad (2.39)$$

Na prática, a constante de indutância mútua da bobina M é chamada de “constante de calibração” e obtida experimentalmente com todo o sistema em funcionamento, baseada no ajuste do valor eficaz da corrente. Este procedimento também pode ser utilizado para obtenção da indutância mútua M da bobina, quando desconhecida.

Maiores detalhes a respeito dos limites de integração (somatório) e particularidades do algoritmo de integração serão abordados no subitem 4.1.1, “Algoritmo de Integração”.

As formulações e implementações desenvolvidas para cálculo de parâmetros e análise harmônica podem ser observadas nos subitens 4.1.4 (Algoritmos de Medidas) e 4.1.2 (Algoritmo de Análise Harmônica), respectivamente.

2.8 Considerações Finais

Apresentou-se neste capítulo as principais etapas que compõem um sistema de medição, com ênfase no transdutor utilizado, a bobina de Rogowski. Na sequência, foram detalhados os principais blocos para tratamento de sinais, tais como o amplificador de instrumentação AMP-IN, o filtro anti-recobrimento e a conversão analógico-digital. Ao fim deste capítulo, chega-se ao equacionamento para a sequência discreta do sinal de corrente, a ser implementada numericamente no sistema embarcado.

No próximo capítulo, será abordado o sistema embarcado que obriga os circuitos de tratamento de sinais já apresentados, bem como os principais blocos que integram o sistema, tais como microcontrolador, fonte de alimentação, módulo de comunicação sem fios e mostrador gráfico.

3. SISTEMA EMBARCADO

O conceito de *Sistema Embarcado* denota um sistema eletrônico dotado de um ou mais microprocessadores dedicados a um propósito específico. Ao programa escrito para execução neste sistema, regendo todas as tarefas e componentes do mesmo, dá-se o nome de *Firmware*. Este capítulo trata a seleção e a integração dos itens que, juntamente com os circuitos de tratamento de sinal estudados no capítulo anterior, formam o sistema embarcado.

Entende-se por microcontrolador o circuito integrado dotado de microprocessador, memória RAM, memória de programa, portas de comunicação, entre outros periféricos. Muitos fabricantes disponibilizam linhas de microcontroladores no mercado, cada qual com determinada arquitetura e voltado para uma série de aplicações. A arquitetura de um microcontrolador define a estrutura utilizada em seu núcleo de processamento, como endereçamento de memória, conjunto de instruções etc. O tipo de arquitetura está intimamente relacionado com desempenho e eficiência do núcleo.

Na concepção de um sistema embarcado, procura-se adotar um microcontrolador cujas portas de comunicação sejam suficientes em número e compatibilidade com todos os outros componentes controlados e monitorados no sistema. Há de se atentar também à capacidade de processamento do elemento, que deve satisfazer aos algoritmos almejados com certa margem para possíveis imprevistos e/ou aprimoramentos. Ao se comparar custos, além do valor da pastilha, pesam ainda as licenças dos *softwares* para desenvolvimento, como compilação e depuração, cujos valores são geralmente expressivos.

No sistema embarcado deste trabalho, o processador faz a leitura dos sinais de corrente e temperatura nas etapas de condicionamento; da tensão nos terminais da bateria; e do estado de algumas teclas para interface com o usuário. Além disso, há o controle de ganho do AMP-IN de entrada do transdutor; gerenciamento de cargas para economia de energia; acionamento de LEDs para sinalização ao operador; controle de recarga da bateria; comunicação com módulo de rádio e controle de um mostrador gráfico. A figura 3.1 traz um diagrama de blocos do sistema completo, com linhas de sinal e alimentação, tendo como peça central o microcontrolador escolhido.

São vistos nos itens deste capítulo detalhes a respeito de cada bloco ilustrado na figura 3.1, com exceção das etapas de condicionamento já tratadas em capítulo anterior. São descritas também algumas funcio-

nalidades não reveladas no diagrama, mas que são relevantes para o funcionamento do sistema.

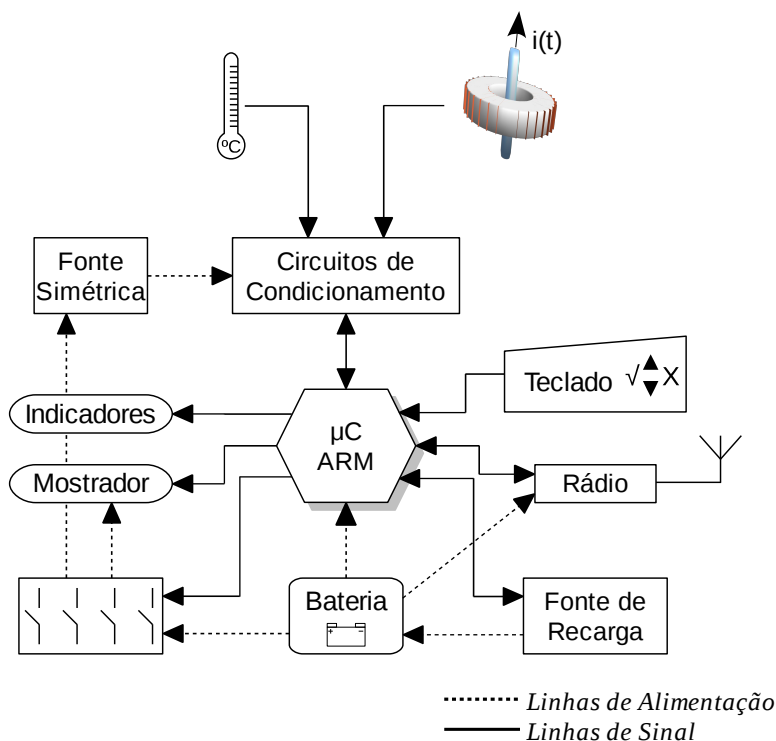


Figura 3.1: Diagrama em blocos do sistema embarcado completo.

3.1 Microcontrolador ARM

Foram levados em conta para utilização neste trabalho os microcontroladores da família dsPIC fabricados pela Microchip, e família ARM7 dos fabricantes Atmel, ST e NXP. Soluções com DSPs, dedicados ao processamento digital de sinais foram descartadas principalmente pelo alto custo, e também por superestimar a demanda de processamento. Assim, microcontroladores de menor porte como os de 8 bits foram desconsiderados devido à baixa capacidade computacional.

Estudadas as opções, elegeu-se um módulo pronto de fabricação nacional dotado de um microcontrolador do tipo ARM7 da NXP para

compor o projeto. Este módulo, modelo eLPC64 (figura 3.2) é produzido no Brasil pela *eSysTech* [14] e tem dimensões equivalentes à metade de um cartão de crédito. No módulo estão presentes um microcontrolador LPC2148 [8] e alguns componentes essenciais ao seu funcionamento, como cristais, reguladores de tensão e um controlador de *reset*. A conexão do módulo com o sistema é feita por um conector de 60 pinos, que disponibiliza todas as portas do microcontrolador, além da saída do regulador de 3,3V que o alimenta, e um sinal de *reset* para sincronismo com outros componentes.

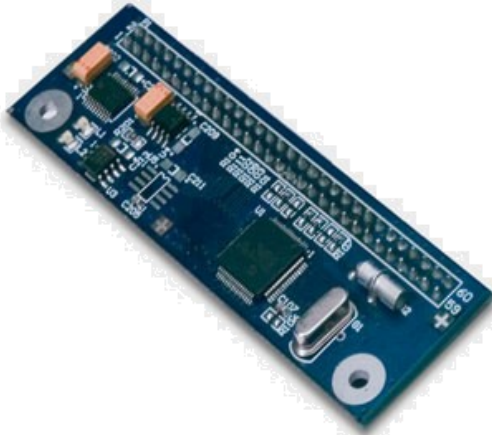


Figura 3.2: Módulo com microcontrolador ARM.

Processadores ARM tem seu projeto de núcleo desenvolvido pela ARM Holdings Ltd. e são licenciados para uso por fabricantes do mundo inteiro. Estes complementam a estrutura com periféricos e características de seu interesse, para então produzirem e comercializarem sob royalties à ARM.

A família ARM7 é uma entre as três de processadores clássicos da ARM. O modelo ARM7TDMI-S utilizado, apesar de seus 15 anos de mercado, é o processador de 32 bits mais vendido atualmente, com mais de 170 licenças de produção. Estima-se que seja o coração de um a cada quatro produtos eletrônicos hoje produzidos [15].

Toda esta globalização do ARM permite que um grande *software* como um sistema operacional, desenvolvido para um modelo *X* de um fabricante *A* seja facilmente portado para o modelo *Y* do fabricante *B*, salvo apenas modificações referentes a seus periféricos. A popularização

do processador atraiu também o suporte do GCC [16], um grande compilador aberto multiplataforma (utilizado neste trabalho), além de diversas outras soluções proprietárias de compiladores.

Alguns pontos fortes do LPC2148 são: velocidade de até 60 MHz, 512 kB de memória de programa, 40 kB memória RAM, dois ADCs com taxa de até 400 kS/s, porta USB 2.0 e relógio de tempo real (RTC) incorporado. A funcionalidade do RTC é interessante para o projeto, pois permite com facilidade a atividade de medições programadas e também o registro de medidas com data e hora.

Sob o ponto de vista de compatibilidade com os demais componentes, o módulo eLPC64 exige alimentação entre 4 e 6 V, o que torna confortável sua utilização com baterias, como planejado. O microcontrolador, por sua vez, é alimentado com 3,3 V regulados e suas portas digitais suportam níveis de 5 V, permitindo sua interface com outros dispositivos alimentados em 5 V, como é o caso do mostrador gráfico utilizado neste trabalho.

3.2 *Mostrador Gráfico*

Para que o operador interaja com o equipamento foi agregado ao mesmo um mostrador gráfico, capaz de exibir resultados, mensagens e esboçar formas de onda. Trata-se de um módulo de LCD [17] com dimensões adequadas a um instrumento portátil, com iluminação de fundo e resolução de 64 linhas por 128 colunas.

A comunicação lógica é feita por um barramento paralelo de 8 bits para dados, mais outros 6 sinais de controle e sinalização implementando o padrão de controlador gráfico KS0108. A alimentação do módulo é dividida em três segmentos: o circuito lógico, circuito LCD e iluminação. O primeiro é permanentemente conectado à bateria e os demais possuem circuitos dedicados para seu acionamento (ver itens 3.3 e 3.4.2).

Com base em uma biblioteca [18] para interface com o controlador gráfico foram criadas diversas funções para o *firmware*, possibilitando a construção das principais telas do medidor: abertura, medidas, forma de onda e análise harmônica (vide figuras 3.3, 3.4 e 3.5).

A tela de abertura é carregada na inicialização do equipamento, informando se houver problema com algum componente ou, caso contrário, passando automaticamente para a tela de medidas. Nesta, são exibidos os resultados das medidas (valor RMS, de pico e THD), além de alguns parâmetros da medição (valor médio e ganho de instrumentação)

e informações do medidor (data/hora, nível de bateria e nível de sinal do rádio).



Figura 3.3: Tela de abertura e inicialização.

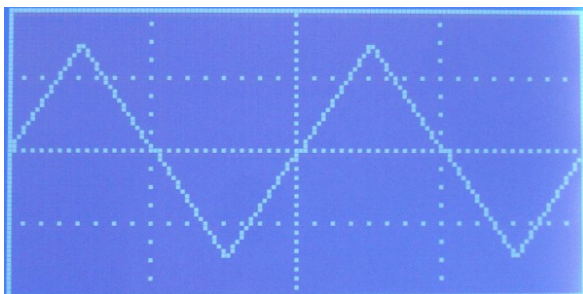


Figura 3.4: Tela de visualização das formas de onda.

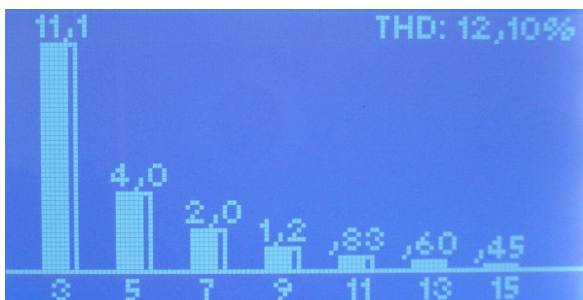


Figura 3.5: Tela de análise harmônica.

Ao comando do operador a tela de medidas é substituída por uma segunda tela, dedicada à exibição das formas de onda para dois períodos (60 Hz) do sinal de corrente (após o processo de integração). A terceira

tela disponível ao operador representa a análise harmônica do sinal através de um gráfico de barras. Neste gráfico, o valor percentual para cada componente é exibido, bem como o valor da THD, cuja quantidade de harmônicas a analisar pode ser configurável.

3.3 Alimentação, Baterias e Circuito de Recarga

Usualmente em sistemas envolvendo circuitos analógicos e digitais recomenda-se que haja um desacoplamento AC entre as malhas de alimentação. Esta prática atenua sensivelmente a indução de sinais lógicos ou chaveamentos de cargas no barramento de alimentação analógico, prevenindo ruídos desta origem nos sinais em tratamento. A maneira mais comum de se conseguir este desacoplamento é lançando mão de um circuito LC entre os barramentos de alimentação, separando-os. Nesta esfera, um maior cuidado no leiaute de todo o circuito é de grande ajuda, bem como a aplicação de capacitores cerâmicos ao longo das linhas de alimentação, principalmente junto a amplificadores operacionais e de instrumentação.

Em alguns componentes para tratamento de sinais (filtro e amplificadores), há necessidade de alimentação simétrica (tensão negativa). Uma possibilidade simples de fazê-lo seria com uma derivação de ponto central entre baterias. Esta solução entretanto, acarreta em uma descarga irregular do conjunto de baterias, pois a tensão positiva sustenta um maior número de cargas. Para que isto não ocorra, a solução então é buscar um circuito inversor, que forneça tensão negativa a partir de uma alimentação positiva. Aliado à necessidade de desacoplamento dos circuitos analógicos e digitais, utilizou-se um módulo isolado de alimentação simétrica [19] de ± 5 V. Trata-se de uma fonte chaveada DC/DC com saída simétrica e isolada, integrada em um único encapsulamento. As malhas de referência dos circuitos isolados foram interligadas por um indutor.

Por se tratar de um sistema alimentado a baterias, deve-se certificar que a variação da tensão durante o período de descarga não comprometa nenhum bloco do sistema. A fim de estipular os limites de tensão de alimentação para cada bloco, e assim encontrar a faixa de funcionamento para todo o sistema, foi concebida a tabela 3.1.

Primeira coluna da tabela, o módulo ARM possui um regulador linear de 3,3 V, o qual tem capacidade de 300 mA e alimenta, além do microcontrolador, o módulo de rádio. O conversor DC/DC, por sua vez, alimenta os circuitos de condicionamento de sinal, fornecendo aos mes-

mos alimentação simétrica de valor próximo a sua tensão de entrada, de 4,5 a 5,5 V. Sendo este o componente de menor tolerância, esta é portanto, a tensão a ser obtida através de baterias.

Circuito	Módulo ARM	Mostrador Gráfico	Conversor DC/DC	Faixa de Funcionamento
V_{mínimo} [V]	4	4	4,5	4,5
V_{máximo} [V]	6	6	5,5	5,5

Tabela 3.1: Limites de Alimentação

Visando alcançar uma maior autonomia, circuitos provendo o corte de cargas foram projetados e implementados. Ao sinal do microcontrolador, pode-se desligar cargas significativas como o conversor DC/DC e a iluminação de fundo do mostrador LCD. Outra carga de grande consumo, o módulo de rádio pode ser colocado em modo de espera através de sua interface com o controlador, reduzindo seu consumo de 55 mA (modo de recepção) para menos de 10 μ A.

3.3.1 Baterias de Ni-MH

Compõem a bateria para alimentar o protótipo pilhas recarregáveis de Ni-MH (níquel metal hidreto). Estas têm grande disponibilidade devido a sua vasta utilização em produtos eletrônicos, além de possuírem boa densidade energética. Atualmente, pilhas Ni-MH de tamanho “AA” podem ser facilmente encontradas no mercado com capacidade igual ou superior a 2,5 Ah.

Células de Ni-MH têm como princípio de funcionamento o armazenamento e transporte de hidrogênio em ligas de metais através de um eletrólito. Sua tensão nominal é de 1,2 V por célula e a capacidade de armazenamento C é definida segundo a norma IEC 61436.1.3.4 para uma descarga constante a 0,2 C até o nível de tensão de 1,0 V, após uma carga de 16 horas com corrente de 0,1 C . Como se pode notar, o conceito de capacidade varia com diversos parâmetros como corrente de carga, descarga, temperatura e tensão de desligamento ([20], [21]).

A tensão nominal de uma célula ou pilha de Ni-MH é de 1,2 V (padrão industrial). Em plena carga esta tensão pode chegar a 1,5 V, caindo rapidamente mesmo que não utilizada (5% nas primeiras 24 horas). Recomenda-se que os equipamentos alimentados por até 6 células em série, sejam desligados automaticamente após a tensão do grupo atingir 1 V por célula. Evita-se deste modo a degradação precoce das cé-

lulas.

Alimentando-se o protótipo com 4 pilhas dispostas em série, num total de 4,8 V nominais, tem-se um perfil de tensão que varia desde 4,0 V (antes do desligamento recomendado) até no máximo 6,0 V em plena carga. Este perfil casa com a tensão necessária ao protótipo (tabela 3.1), exceto pelos circuitos analógicos ligados ao conversor DC/DC (de 4,5 a 5,5 V). Como o conversor é comandado por uma chave controlada, pode-se facilmente desligá-lo caso a tensão de alimentação esteja incompatível. Sabe-se que nestas situações extremas de estado das baterias a tensão varia rapidamente. Assim, condições de tensão fora da faixa 4,5-5,5 V ocorrerão em menos de 10% da carga, quando esta estiver muito próxima de esgotar e também durante os momentos finais de uma recarga.

Durante o uso do equipamento e consequente descarga da bateria, deve-se assegurar que a mudança na tensão de alimentação não influencie nos resultados das medições. Verificou-se que as maiores vulnerabilidades: amplificador de instrumentação e filtro ativo têm suas tensões de saída limitadas em função da alimentação, porém não a ponto de impedir que o sinal atinja a tensão máxima de entrada do ADC (3,3 V). A tensão de *offset* aplicada ao sinal é mantida estável por um regulador de tensão. A tensão de referência do ADC, por sua vez, é mantida por outro regulador presente no módulo eLPC, também imune a estas variações. É assegurada, portanto, a confiabilidade dos resultados em relação à evolução do estado de carga da bateria.

O componente mais problemático em relação à variação de tensão é o mostrador gráfico. Este possui uma seção alimentada por tensão negativa, proporcional ao contraste do LCD. Um circuito para controle do contraste foi desenvolvido e será visto no item 3.4.2, “Controle de Contraste do Mostrador Gráfico”.

Um ensaio preliminar do protótipo munido com pilhas de 2,7 Ah apurou uma autonomia de 5 horas de medições ininterruptas, com iluminação constante do mostrador. O resultado deste ensaio está mostrado na figura 3.6. Os ruídos que podem ser observados na figura, apesar de filtrados, são devido à queda na resistência interna da bateria com o acionamento de LEDs que sinalizam as etapas de medição. Neste levantamento, o registrador de tensão tomou amostras em intervalos de 20 segundos.

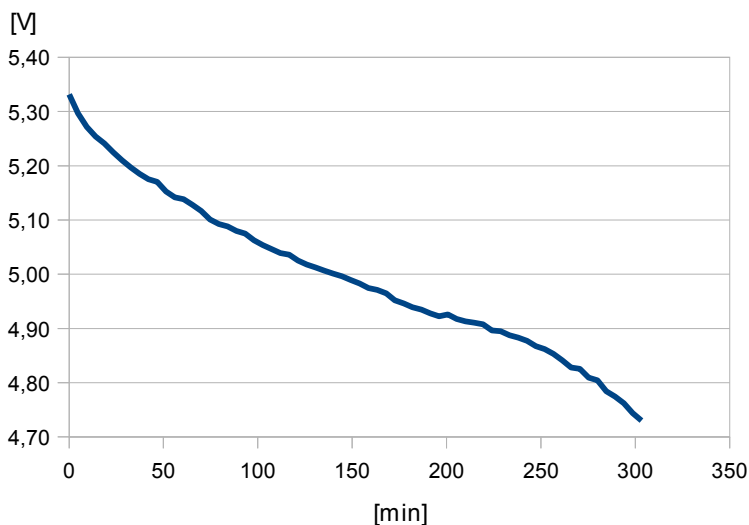


Figura 3.6: Ensaio de autonomia da bateria utilizada.

3.3.2 Circuito de Recarga

Visando facilitar a mobilidade e evitar a necessidade de se retirar as pilhas do medidor a cada recarga, foi desenvolvido um circuito embarcado para recarga. Este pode ser alimentado de 10 a 16 V DC, bastando assim conectar uma fonte externa ao equipamento para iniciar a recarga. O circuito permite ainda a conexão direta com uma tomada 12 V veicular ou bateria externa.

Ainda não há normas específicas para procedimento de recarga de células do tipo Ni-MH. O que há são recomendações publicadas por alguns fabricantes de baterias. Os métodos de recarga recomendados às baterias de Ni-MH envolvem basicamente três fundamentos: corrente de recarga, controle de temperatura e critério de parada. A corrente de recarga é relativa à capacidade das células e classifica o carregador entre lento, padrão, rápido, e super-rápido (tradução livre para os nomes praticados na indústria). Nos dois últimos tipos é importante que a corrente seja sensível ao monitoramento da temperatura, por motivos de segurança.

O critério de parada tem como objetivo encerrar o processo de carga no momento certo e impedir que ocorra sobrecarga: estágio que

se observar uma queda de 3 mV por célula.

Como o sistema não admite tensão de alimentação acima de 5,5 V, o critério de parada adotado foi a tensão de 5,56 V (1,39 V por célula). Termina-se a recarga ao comando do microcontrolador que, por meio de um ADC monitora a tensão de alimentação do sistema. O comando se dá através de um sinal digital, que desabilita o carregador também quando um ciclo de medição é iniciado. Esta medida evita uma tensão superior a 5,5 V no conversor DC/DC e também o surgimento de *ripple* com origem na fonte externa.

Um limitador de corrente mantém a taxa de recarga constante em 270 mA. Submissa a este circuito, uma malha realimentada faz o controle da tensão de saída e previne que uma tensão superior a 5,9 V chegue ao medidor.

Outro sinal digital tem origem em um comparador ligado a corrente de recarga da bateria, dando conta ao microcontrolador do processo em andamento. Com este é possível informar o progresso da recarga na tela para o usuário.

3.4 Circuitos Auxiliares

Nesta seção estão descritos alguns circuitos que desempenham outras funções auxiliares no protótipo, não necessariamente relacionadas com a medição, mas com a operação e manutenção do equipamento.

3.4.1 Interface com o Operador: Teclas e Leds

Além do mostrador gráfico, a interação com o usuário também se dá por meio de quatro teclas e quatro LEDs (leiaute disponível nas figuras 3.8 e 3.10, respectivamente).

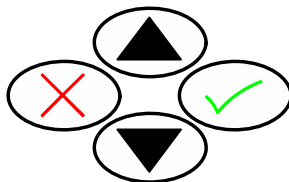


Figura 3.8: Leiaute das teclas de comando.

Quando acionada, cada tecla descarrega o capacitor de um circuito RC (figura 3.9), conectado a uma entrada digital no microcontrolador.

O circuito RC tem a principal finalidade de não deixar o terminal do microcontrolador desconectado enquanto se aguarda o pressionamento da tecla. Desconectado, o sinal estaria sujeito a ruídos e interferências. Após a carga do capacitor, o consumo do circuito é idealmente nulo. Além disso, o circuito RC também atua como filtro contra ruídos de origem mecânica que ocorrem durante o acionamento da chave, chamados *bouncing*. Este fenômeno que pode se estender até dezenas de milissegundos, é passível de ser interpretado como vários acionamentos pelo microcontrolador. Para assegurar que isto não ocorra também foram incluídas rotinas “*debounce*” no programa embarcado.

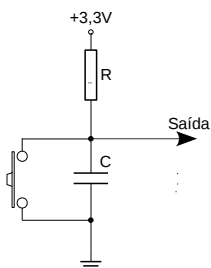


Figura 3.9: Circuito para leitura de teclas.

Através das teclas, o operador pode selecionar a tela de seu interesse no mostrador (forma de onda, THD etc), iniciar ou interromper um processo de medição, desabilitar o rádio ou ainda modificar parâmetros do dispositivo como data, hora, número de harmônicas a processar, entre outros.

Medidor Ligado.

Pisca a cada 2s. Indica que o *firmware* está em execução.

Aquisição de Sinal.

Indica quando uma aquisição está em andamento.



Transmissão de RF.

Pisca a cada pacote de comunicação transmitido.

Aviso de Bateria.

Pisca a cada 2s após restar menos de 10% de carga na bateria.

Figura 3.10: Funções dos LEDs de sinalização.

Os LEDs, por sua vez, são acionados diretamente por portas digitais do microcontrolador, configuradas como saídas. Um resistor em série com cada sinal limita a corrente em níveis livres de causar danos aos componentes. Cada LED representa uma sinalização específica, programada no *firmware*. A figura 3.10 expõe os símbolos sobrepostos aos LEDs no protótipo e descreve suas funções e comportamentos.

3.4.2 Controle de Contraste do Mostrador Gráfico

Já mencionado nos itens 3.2 e 3.3.1, o mostrador gráfico carece de alimentação distinta para circuito lógico, LCD e iluminação, sendo que o LCD deve ser alimentado com tensão negativa. Incorporado ao módulo do mostrador e conectado à alimentação do circuito lógico, um CI provê esta tensão negativa, que é geralmente conectada ao LCD através de um potenciômetro (figura 3.11). Ajustando-se o potenciômetro, acerta-se o contraste do visor.

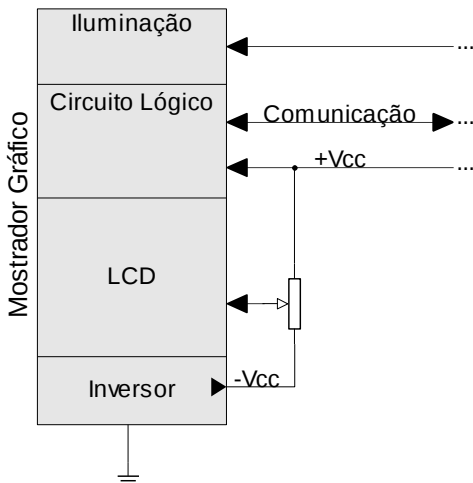


Figura 3.11: Ajuste de contraste do LCD - Solução convencional.

Esta simples solução convém quando o equipamento trabalha com fonte de alimentação regulada, não sendo este o caso. Com a variação de tensão no decorrer da descarga da bateria, ocorre também uma queda na saída do CI de tensão negativa, que por sua vez altera o contraste do visor.

Uma possibilidade para se evitar a variação do contraste do visor seria a utilização de um regulador ajustável ligado a um potenciômetro.

Novamente o resistor variável faria o acerto do contraste. A solução adotada neste projeto tira proveito de um periférico até então ocioso no microcontrolador ARM, que é o seu conversor digital-analógico (DAC) de 10 bits. Este conversor pode produzir uma tensão de saída entre 0 e 3,3 V, sem sofrer influência da variação de carga da bateria, pois é alimentado por um regulador.

Na figura 3.12 pode ser observado o circuito utilizado, no qual o sinal V_{DAC} proveniente do microcontrolador passa por um amplificador inversor e conecta-se ao mostrador. A alimentação simétrica do amplificador só é possível graças ao inversor incorporado ao módulo gráfico.

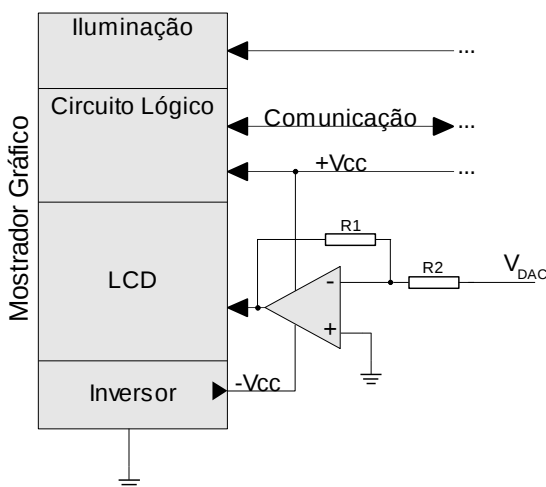


Figura 3.12: Ajuste de contraste do visor LCD.

Com este circuito e o devido suporte no programa embarcado, é possível para o operador ajustar o contraste que mais lhe agrada através da interface do equipamento, sem que ocorra um desajuste com a variação de carga da bateria.

3.4.3 Controle de Cargas

Atendendo a necessidade de extensão da autonomia do sistema (ver “Alimentação, Baterias e Circuito de Recarga”, item 3.3), foram adicionados pequenos circuitos que permitem desligar fisicamente as cargas consideradas mais significativas: iluminação do mostrador e circuitos analógicos de condicionamento.

No controle da iluminação, utilizou-se um transistor BJT NPN configurado como chave (figura 3.13a). Esta estrutura apresenta queda de tensão de aproximadamente 0,7 V, tolerados sem problemas, uma vez que a iluminação do mostrador já é ligada com um resistor para esta finalidade. O sinal de comando é conectado diretamente a uma saída digital do microcontrolador, sendo este capaz de fornecer a corrente necessária à base do transistor.

Estrutura idêntica (com transistor BJT) é aplicada no comando do sinalizador sonoro (*buzzer*), dispositivo que emite uma onda sonora de 1 kHz e serve como aviso programável para eventos como corrente elevada, bateria fraca ou comunicação remota estabelecida. O *buzzer* admite tensão de alimentação de 3 a 6 V, não influenciado portanto pela queda no transistor.

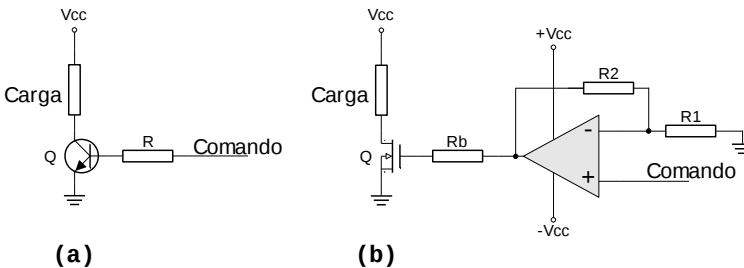


Figura 3.13: Circuitos para corte de cargas, à transistor (a) e à mosfet (b).

Já para o conversor DC/DC, que possui uma faixa mais estreita de valores de tensão, os 0,7 V são inadmissíveis. A solução encontrada foi utilizar um MOSFET (transistor de efeito de campo). Neste, a queda de tensão é proporcional à resistência entre os terminais de dreno e de fonte e, é claro, a corrente fluindo entre eles. A tensão de gate é outro fator determinante na corrente que atravessa o mosfet. Em função das características do componente utilizado, a tensão de 3,3 V fornecida por uma saída digital do ARM não é suficiente para manter a corrente necessária fluindo no mosfet. Com este propósito, utiliza-se um amplificador não inversor (figura 3.13b) com ganho suficiente para levar a saída do AMPOP a saturação na presença de sinal lógico alto (3,3 V). Sob tensão de *gate* próxima à alimentação, é possível para o mosfet acionar o conversor DC/DC com baixa queda de tensão.

Além da função de melhorar a autonomia do sistema, o desligamento tem também a função de proteger o conversor DC/DC de tensões impróprias ao seu funcionamento, como quando no final do processo de

recarga das baterias. Nesta situação, caso seja realizada alguma medição, o programa embarcado desabilita o circuito carregador antes de energizar o conversor DC/DC para as medidas.

3.4.4 *Sensor de Temperatura*

O protótipo também foi equipado com um sensor de temperatura. A ideia surgiu da necessidade de se monitorar a temperatura ambiente durante medidas de corrente de fuga de para-raios em operação.

A temperatura é um parâmetro fundamental no comportamento do elemento varistor no interior do para-raios. Apesar destes estarem isolados termicamente por um revestimento cerâmico ou polimérico, a medida da temperatura ambiente, e principalmente a sua variação ao longo do dia, são dados considerados importantes no estudo e avaliação dos para-raios.

Emprega-se como transdutor de temperatura um pequeno CI [22] com encapsulamento muito utilizado em transistores, com três terminais. Isto possibilita a montagem do componente ligeiramente afastado da placa de circuito impresso, criando algum isolamento térmico com a mesma. Localizado junto a uma extremidade da placa, o transdutor foi posto em contato com o gabinete metálico do medidor (parte interna), obtendo assim uma temperatura mais aproximada da temperatura externa.

De acordo com sua folha de dados, o componente pode ser conectado a uma fonte de 4 a 30 V. No sistema, o mesmo foi ligado à saída do conversor DC/DC, podendo ser desligado juntamente com o mesmo. Seu sinal de tensão em função da temperatura é condicionado por um amplificador não inversor antes de chegar ao ADC do microcontrolador.

Dois ADCs estão disponíveis no ARM utilizado, podendo cada um deles ser multiplexado em até sete ou oito canais. O primeiro ADC é exclusivo para medição de correntes, sendo o segundo multiplexado em canais acessórios como temperatura, tensão da bateria e nível do sinal de rádio.

O recurso de medida de temperatura permite que o equipamento meça a temperatura de seu gabinete, e consequentemente a temperatura ambiente caso não sofra influência de nenhuma fonte de calor. A medida é válida para temperaturas de 0 a 57 °C e tem exatidão de $\pm 0,5$ °C.

3.4.5 *Programador Embarcado*

Por ser o módulo que abriga o microcontrolador um cartão remo-

vível, o processo de reprogramação do *firmware* consiste em retirá-lo da placa principal do protótipo, acomodá-lo em seu kit de desenvolvimento fornecido pelo fabricante e, através de interface JTAG ou cabo serial, enviar o novo programa. O processo termina com a devolução do cartão ao protótipo, para que a nova versão do *firmware* possa ser devidamente testada.

A memória de programa (memória *flash*) do ARM utilizado traz de fábrica um pequeno programa chamado de *boot loader*. Este programa reside nos primeiros setores da memória *flash* e é carregado assim que o sistema inicia. Dependendo do estado lógico de uma entrada digital específica, o *boot loader* pode entrar em modo de auto programação através da porta serial do microcontrolador. Este recurso é denominado ISP (*In-System Programming*) e permite a reprogramação da memória *flash* diretamente no sistema embarcado, apenas com uma comunicação serial. Caso, durante a inicialização do sistema, o *boot loader* não encontre o sinal digital para entrar no modo ISP, é chamado então o programa do usuário (*firmware*) gravado na memória *flash* para execução.

Com o propósito de facilitar o desenvolvimento do projeto, o sistema embarcado foi preparado para suportar o recurso de ISP. A preparação passa pelo uso de um CI [23] que adequa os níveis de tensão padrão serial RS-232 (utilizados nos microcomputadores PC) aos níveis lógicos do sistema (3,3 V). Tendo o microcontrolador duas portas de comunicação serial, uma (ociosa) foi dedicada exclusivamente ao ISP e outra é utilizada para comunicação com o módulo de rádio.

O *reset* (reinicialização) remoto do sistema é disparado também por uma linha de sinalização da porta serial, através de uma estrutura similar a apresentada na figura 3.13a, visto que a linha de *reset* do sistema é do tipo “ativo baixo”. Com o mesmo artifício, a entrada digital que leva o *boot loader* ao modo ISP é também controlada.

Todos estes sinais (*reset*, modo ISP, recepção e transmissão serial) ficam acessíveis apenas dentro do protótipo, próximos ao alojamento das pilhas. Com um cabo apropriado ligado a um microcomputador, faz-se a atualização do *firmware* diretamente no protótipo, sem maiores dificuldades. O programa para leitura/escrita da memória *flash* através do ISP e *reset* remoto está disponível no site do fabricante do microcontrolador, apesar de outras alternativas estarem disponíveis na internet, como as ferramentas de programação utilizadas neste projeto, discutidas mais a frente no início do capítulo 4.

3.5 Sistema de Controle e Monitoramento Sem Fios

Sendo o ambiente de uma subestação de alta tensão, um local com áreas de grande risco sujeitas a restrições de acesso conforme NR 10 [24], é conveniente dispor de dispositivos de medição para equipamentos energizados dotados de supervisão remota. Nesta intenção, trabalhou-se para que o sistema em desenvolvimento possa integrar um módulo de rádio, permitindo sua supervisão e controle sem fios.



Figura 3.14: Módulo de comunicação sem fios.

A primeira etapa deste esforço foi a pesquisa e seleção de um transceptor que possa satisfazer as necessidades do projeto. Esta busca considerou alguns critérios como custo, facilidade de interface, alcance, e compatibilidade com outros dispositivos. Ao fim, escolheu-se um pequeno módulo do fabricante *Digi*, modelo XBP24-AWI-001, o qual julgou-se atender satisfatoriamente os requisitos para o projeto (figura 3.14).

3.5.1 Padrões e Características Técnicas

De acordo com sua folha de dados [25], o módulo opera em 2,4 GHz com tecnologia de espalhamento espectral DSSS e modulação O-QPSK, em conformidade com o padrão IEEE 802.15.4 [26]. Sua potência máxima de transmissão é de 63 mW, proporcionando alcance de até 90 m em ambiente fechado ou 1,6 km ao ar livre.

No padrão IEEE citado é definida uma especificação para intercomunicação entre dispositivos sem fios utilizando baixa potência e baixa taxa de transmissão à curtas distâncias, caracterizando redes sem-fios privadas WPANs (*Wireless Personal Area Network*). São definidos por exemplo, os canais de operação, sua largura de banda (5 MHz para ope-

ração em 2,4 GHz), endereçamento para comunicação digital, e topologias de rede. Esta especificação incentivou a interoperabilidade entre equipamentos de diferentes fabricantes e expandiu-se rapidamente com inúmeras aplicações, principalmente na indústria e automação residencial. Um grande exemplo é o protocolo ZigBee, criado por uma associação de grandes fabricantes sobre a especificação IEEE 802.15.4.

Voltando ao módulo utilizado, este permite uma taxa de transmissão de até 250 kbps, criptografia AES, endereçamento de 16 ou 64 bits e topologias de comunicação ponto-a-ponto ou em malha. Sua interface com o microcontrolador é do tipo serial USART e sua tensão de alimentação bem como níveis lógicos são de 3,3 V, permitindo conexão direta com o ARM e alimentação no regulador do mesmo. Através de um comando serial é possível colocar o módulo em modo de hibernação, recurso que inibe seu funcionamento e em consequência reduz seu consumo de energia a praticamente zero.

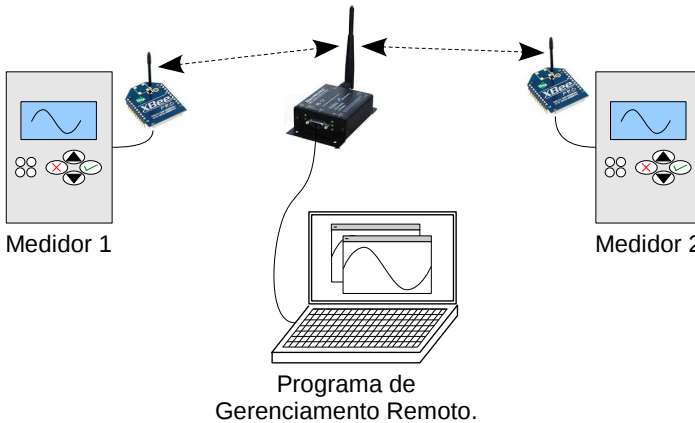


Figura 3.15: Topologia para monitoramento remoto.

As diferentes topologias de operação permitem que cada nó (dispositivo dotado de um módulo de rádio) associado a um endereço na rede possa se comunicar diretamente com outro nó (topologia em malha ou ponto-a-ponto) ou indiretamente através de um coordenador (topologia em estrela ou ponto a multi-ponto). Entende-se por coordenador um nó cuja programação lhe permite receber e encaminhar informações de um nó associado para outro, organizando a sequência de transmissões no tempo.

Para coletar os dados e controlar o equipamento remotamente, um

segundo módulo de rádio deve ser ligado a um computador pessoal, de preferência portátil. Para isto, uma solução pronta do mesmo fabricante foi adquirida. Trata-se de um módulo idêntico ao utilizado, acoplado a um conversor USB – serial, alimentado pela porta USB, e devidamente montado em gabinete metálico. Se configurado para topologia multi-ponto, este equipamento pode se comunicar com diversos outros módulos, portanto diversos protótipos dentro de seu raio de atuação, conforme a figura 3.15.

Recentemente, o modelo do módulo de rádio utilizado passou pela homologação [27] da ANATEL, órgão que emite normas e regula equipamentos para telecomunicações no Brasil.

3.5.2 *Protocolo de Comunicação*

Toda as tarefas relativas ao endereçamento de rede são tratadas pelo *firmware* do módulo de comunicação, restando ao microcontrolador receber ou enviar apenas os pacotes de dados de seu interesse. Para alterar o endereço de seu nó, ou o endereço de destino do pacote, o microcontrolador deve entrar em um modo de configuração do módulo, e a partir deste realizar uma mudança de parâmetros de configuração. Este foi o modo de operação utilizado, apesar de o módulo de rádio oferecer um outro modo de operação, no qual o microcontrolador informa junto a cada pacote de dados, o seu endereço de destino.

Ao inicializar, uma função no programa do sistema embarcado verifica a presença do módulo de rádio e configura neste os parâmetros de endereço do nó, endereço de destino, canal de operação e identificador da rede. Portanto, o endereço de rede do medidor é definido ao se gravar o *firmware* do microcontrolador. Caso o nó de destino não esteja com os mesmos parâmetros de identificador da rede e canal de frequência seu módulo de rádio não receberá os dados.

Facilitando a programação, adição de novos recursos à comunicação e também certificando a origem dos dados, foi criado um protocolo de comunicação entre o microcomputador e os protótipos medidores. Trata-se de uma especificação para os pacotes em forma de pergunta e resposta.

Cada pacote de dados tem um tamanho fixo de 6 bytes. Um para identificação de comando, quatro para dados ou parâmetros de comando e o último para checagem da integridade do pacote, chamado de CRC (*Cyclic Redundancy Check*).

Classifica-se os pacotes quanto a sua origem em pacotes de pergunta ou de resposta. Pacotes com origem no programa de monitora-

mento sempre serão de pergunta, pois iniciam a comunicação. Pacotes com origem nos medidores só são enviados após os mesmos receberem um pacote de pergunta, por isso recebem o nome de pacotes de resposta. Devido a esta característica, neste tipo de comunicação diz-se que o nó de onde partem os pacotes de pergunta é o “mestre” da rede e os demais (medidores) são os nós “escravos”. A tabela 3.2 mostra como são montados os pacotes de comunicação do tipo pergunta e resposta.

		Bytes					
		B1	B2	B3	B4	B5	B6
Tipo	Pergunta	Comando	Parâmetros				CRC
	Resposta	Comando	Dados				CRC

Tabela 3.2: Estrutura para pacotes de dados.

Calcula-se o valor para o CRC a partir da soma dos 5 primeiros bytes do pacote. Subtrai-se de 255 o resto da divisão entre a soma e 256 para encontrar o valor do CRC, o qual é posto como sexto byte do pacote para transmissão. Ao receber o pacote, o nó de destino faz o mesmo cálculo e compara o CRC calculado com o recebido para validar as informações.

Embora o módulo utilizado já garanta a integridade dos bytes recebidos, a validação implementada no *firmware* se faz necessária para validar a formação do pacote, uma vez que na fila de recepção do módulo podem se formar pacotes a partir de fragmentos de outros. Ou ainda, visto que a camada física de comunicação é padronizada, podem ser recebidos dados oriundos de outros equipamentos.

Para cada necessidade de informação a ser recolhida ou enviada ao medidor, e também para cada ordem de execução de alguma tarefa, foi criado um código de pergunta, identificando um comando. Alguns comandos podem retornar mais de uma informação aproveitando a quantidade de bytes disponíveis no pacote. Em todos os pacotes recebidos o medidor sempre responderá com um pacote do tipo resposta confirmando o recebimento e processamento da mensagem. Esta necessidade de confirmação permite que o mestre tenha conhecimento de uma falha de transmissão e reenvie o pacote neste caso.

Sendo 1 byte o tamanho do identificador de comando, 256 são as possibilidades para este. Com muitos identificadores disponíveis, este sistema torna fácil a expansão de recursos no protocolo, bastando adici-

onar o novo comando à programação de ambos os nós, mestre e escravo. Na tabela 3.3 pode-se observar a lista de comandos inicialmente definidos para comunicação, com sua descrição, dados e parâmetros.

Com.	Parâmetros	Dados	Descrição
01	...	-Estado; -Ganho do Amplificador; -Nível de Rádio; -Nível de Bateria; -Corrente RMS em 16 bits.	Pede informações sobre o estado de funcionamento do medidor. Inclui a última medida de corrente.
02	-Utilizar média; -Número de períodos.	...	Dispara uma nova aquisição, ou 32 aquisições caso utilize cálculo com médias. O número de períodos define a quantidade de memória utilizada.
10	...	-Corrente de pico em 32 bits.	Pede o valor da corrente de pico com precisão (32 bits).
11	...	-Corrente média em 16 bits; -THD.	Pede o valor da corrente média (resíduo de cálculo) e a última THD calculada.
12	...	-Constante de calibração.	Pede a constante de calibração do transdutor de corrente.
20	Índice do primeiro ponto.	-Dois pontos da forma de onda de entrada em 16 bits.	Pede dois pontos consecutivos da memória do sinal de entrada do ADC.
21	Índice do primeiro ponto.	-Dois pontos da forma de onda de corrente em 16 bits.	Pede dois pontos consecutivos da memória do sinal de corrente.
22	Índice da primeira componente.	-Duas componentes harmônicas.	Pede o valor de duas componentes harmônicas consecutivas.

Tabela 3.3: Comandos do protocolo de comunicação.

Nota-se através da lista apresentada os recursos que estão disponíveis através do programa de gerenciamento remoto. Mais detalhes sobre o programa de gerenciamento desenvolvido são apresentados no tópico 4.2, “Software de Monitoramento Remoto”.

3.6 Considerações Finais

Este capítulo apresentou o estudo e desenvolvimento do sistema embarcado que constituirá o medidor de correntes, formando toda a parte física (*hardware*) do equipamento. Este *hardware* é essencialmente composto por um microcontrolador, fonte de alimentação e reguladores de tensão, interface com teclas e mostrador gráfico, e comunicação sem fios. Agregando alguns recursos auxiliares no sistema, foram estudados e apresentados sistemas para recarga e utilização de baterias como fonte de alimentação, sensor de temperatura ambiente e programador embarcado que proporciona facilidade de manutenção do *firmware*. O capítulo encerra com a apresentação do sistema de monitoramento remoto através de comunicação sem fios. Observa-se neste tópico a descrição do protocolo de comunicação desenvolvido, listando as funções para comando e supervisão remota do medidor.

No próximo capítulo serão abordados o programa para execução embarcada (no microcontrolador) e o programa para execução em computador pessoal (PC) específico para funções de supervisão remota. São tratadas em um primeiro momento as ferramentas de programação utilizadas, para em seguida apresentar os algoritmos das principais funções implementadas.

4. SOFTWARES

Apresenta-se neste capítulo os aspectos relativos ao desenvolvimento do programa embarcado (*firmware*) e também do programa de gerenciamento remoto do medidor.

No primeiro item (4.1), expõe-se algumas particularidades da plataforma ARM que influenciam na programação do *software*, bem como a estrutura principal e funcionamento do programa embarcado. Logo na sequência são descritos algumas das funções e dos algoritmos mais significativos do sistema, como integrador numérico, análise harmônica e cálculos de medidas.

Já no segundo item (4.2) é apresentado de maneira sucinta o programa de gerenciamento remoto, executado em microcomputador PC.

Utilizou-se para o desenvolvimento do *firmware* o ambiente de programação gratuito *WinArm* [28]. Trata-se de uma coleção de ferramentas livres, composta pelo compilador GCC [16] para ARM, ferramenta de gravação por *bootloader*, editor de código, entre outros recursos. A linguagem utilizada para desenvolvimento do *software* embarcado foi o C/C++, embora se possa utilizar o GCC para outras linguagens como Fortran e Pascal.

O programa de gerenciamento remoto foi escrito em linguagem *Basic* através do *Visual Basic .NET* [29], ferramenta de programação visual rápida. A licença deste *software* foi custeada pelo projeto [5].

4.1 *Software Embarcado (Firmware)*

Como se sabe, o ARM utilizado possui 512 kB de memória *flash* destinada ao programa embarcado. Por se tratar de um processador de 32 bits, cada instrução do programa ocupa normalmente 32 bits, fazendo com que a quantidade de memória demandada para o programa cresça rapidamente se comparada a um programa para microcontroladores de 8 bits, por exemplo. Para aproveitar de maneira mais eficaz a memória de programa, a família ARM utilizada possui um recurso chamado de modo “Thumb”, o qual permite armazenar instruções em um espaço de 16 bits, ao custo de uma perda na velocidade de execução das instruções. Algumas seções do programa não podem ser executadas em modo “Thumb”, como por exemplo as funções chamadas por interrupção. Neste caso, mantém-se estas funções em arquivos separados, para então compilá-los com um parâmetro diferente ao compilador.

O modelo utilizado também permite copiar trechos do programa para executá-los diretamente da memória RAM, ganhando em velocidade o tempo de acesso à memória *flash*. Embora se possa futuramente lançar mão deste recurso ganhando velocidade em funções de maior custo computacional como na transformada discreta de Fourier, todo o programa embarcado desenvolvido é executado diretamente a partir da memória *flash*.

Na família ARM7TDMI-S não há instruções de ponto fixo, tão pouco de ponto flutuante. Assim, as operações matemáticas disponíveis são limitadas e envolvem números inteiros de 32 bits. Para contornar esta situação em projetos que exijam o cálculo de valores decimais, existem alguns artifícios que são comumente utilizados em programação de microcontroladores. O mais fácil deles é a emulação direta através do compilador. Neste caso trabalha-se no código fonte do programa com variáveis de ponto flutuante, como se o processador suportasse este tipo de dado. O compilador ao ser chamado, identifica a falta das instruções nativas para tratar o dado e insere no programa final funções que emulam as operações necessárias, a partir das instruções disponíveis. O preço a se pagar por esta comodidade é o aumento da memória ocupada pelo programa, que passa a incluir as bibliotecas de emulação do compilador. Na maioria dos casos, soluções um pouco mais elaboradas tem um custo computacional menor. Quando memória e custo computacional não são problemas para a aplicação, a emulação é a solução mais indicada em plataformas sem suporte a ponto flutuante.

No medidor desenvolvido, pela necessidade de velocidade de cálculo e também por não se pode estimar de início o tamanho final do programa embarcado, não foi utilizada a emulação de ponto flutuante do compilador. O artifício adotado neste sentido é trabalhar com ponto fixo em *software*. Armazena-se nas variáveis o valor multiplicado por 10 quantas vezes for necessário até o valor inteiro resultante representar um dígito a mais que a precisão requerida. A partir daí, todas as operações com esta variável são realizadas com inteiros e ao final, para exibição do resultado em um mostrador ou terminal, é feita uma conversão para sequência de caracteres, na qual é inserida a vírgula em posição adequada e descartado com arredondamento o último dígito.

Ao se trabalhar com este tipo de variável, deve se tomar cuidado quanto a ocorrência de estouro (*overflow*) de variáveis, prevendo os valores máximos de somatórios e multiplicações. Se os 32 bits não forem suficientes, pode-se aplicar uma correção de escala apropriada ao cálculo. Em um cenário oposto, ao se verificar que 16 bits satisfazem o sistema, pode-se economizar memória adotando uma representação mais

enxuta.

Implementou-se funções para conversão de valores inteiros em sequência de caracteres, utilizadas na exibição de resultados no mostrador. Estas funções recebem como parâmetro a posição da vírgula, número de dígitos significativos e possibilidade de arredondamento, tornando flexível sua utilização.

No cômputo dos valores relativos às medidas de corrente, trabalha-se com precisão de 10 microampères. Assim, as variáveis que trabalham com estas medidas representam por inteiros valores em microampères, dez vezes a precisão esperada, como já mencionado.

Alguns eventos de prioridade no sistema embarcado exigiram o uso de interrupções no microcontrolador. Com estas é possível o tratamento imediato de valores como as conversões do ADC, que exigem rapidez dada a ocorrência iminente de uma nova conversão.

A figura 4.1 contém um fluxograma básico das rotinas executadas no programa embarcado. Ao ser carregado, o programa executa várias funções que serão chamadas somente uma vez, chamadas de rotinas de inicialização. As primeiras rotinas estão relacionadas à configuração do microcontrolador, tais como o ajuste da PLL para utilização do cristal externo, configuração de portas digitais de entrada e saída, configurações das portas seriais e ADC, e configuração das fontes de interrupções utilizadas. Em seguida são chamadas as rotinas associadas a componentes externos. Ajusta-se o estado inicial de saídas digitais como o controle de cargas e controle de ganho do AMP-IN. Também nesta etapa são efetuadas as configurações do módulo de rádio e inicialização do mostrador gráfico. Ao fim das rotinas de inicialização, dá-se início ao *loop* principal do sistema, conjunto de rotinas reexecutadas indefinidamente, obedecendo uma sequência lógica de tarefas.

A cada ciclo do *loop* são feitas releituras do estado das teclas do equipamento, assim como outras entradas digitais (sinais de situação da fonte/carregador) e em intervalos maiores as entradas analógicas auxiliares (tensão de bateria, sinal de rádio e temperatura). Detectado o acionamento de alguma tecla, o programa trata o evento de acordo com o estado atual do medidor, respondendo com uma mudança de tela no mostrador, início ou encerramento de medições etc.

Medições podem ser iniciadas também por comando remoto através do módulo de rádio. No início de uma nova medição, são energizados os circuitos de tratamento de sinais. Na sequência zera-se o índice dos vetores de memória do sinal e habilita-se o ADC a trabalhar disparando interrupções a cada nova conversão.

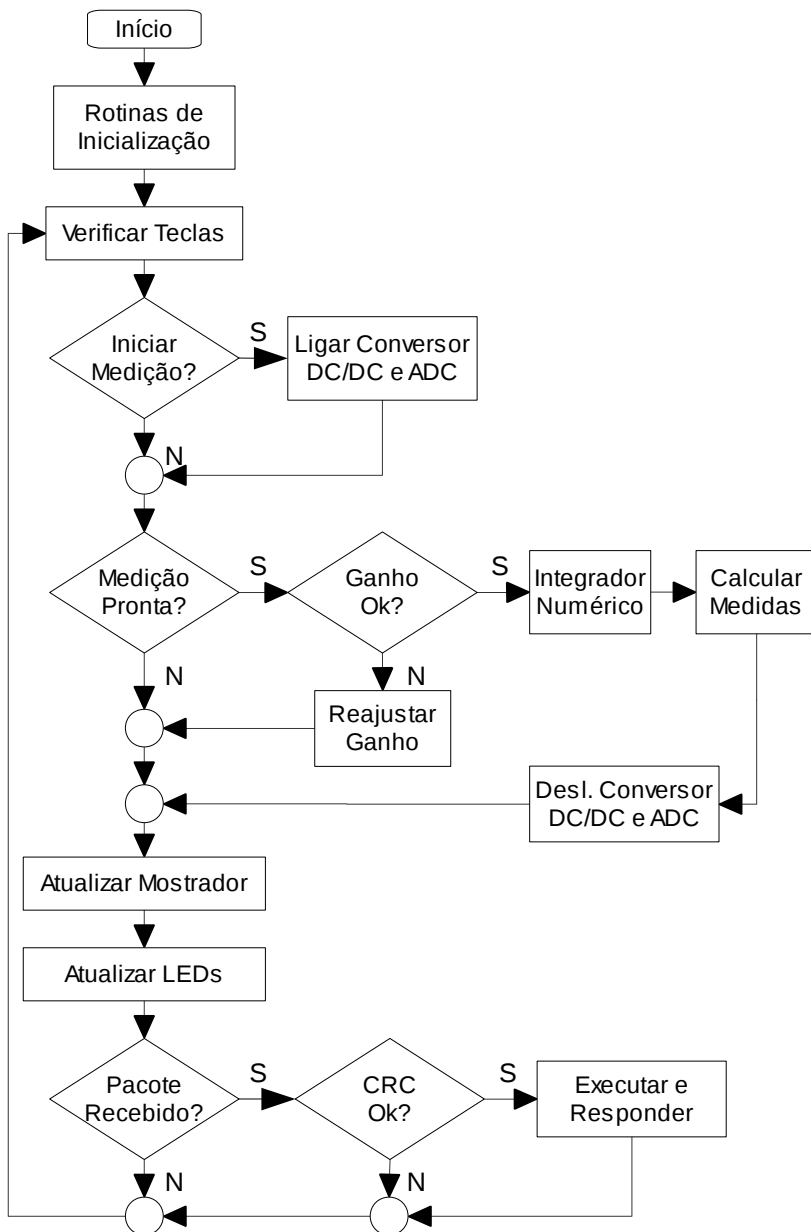


Figura 4.1: Fluxograma de rotinas do *software* embarcado.

Uma função específica é chamada a cada interrupção com origem

no ADC. Esta copia o resultado da conversão para o vetor de memória e incrementa seu índice. Preenchido todo o vetor, a mesma função desabilita o ADC.

Ao fim das aquisições, uma condição no *loop* principal verifica se o ganho aplicado no AMP-IN é adequado à medida. Caso negativo, ajusta-se um novo ganho e os procedimentos de aquisição são chamados novamente no início do próximo ciclo. Caso o ganho esteja apropriado, é feito o processamento digital do sinal e o cálculo de medidas.

Sempre que necessário, atualiza-se o mostrador gráfico com as novas informações de tela, medidas e parâmetros de operação do medidor. Por possuir memória interna, o mostrador permite que sejam enviadas informações apenas da área de mudança na imagem exibida, salvando tempo de execução no microcontrolador.

Outra forma de comunicação visual, os LEDs também tem sua rotina de atualização, adequando as informações que cada um indica a sua realidade. Variáveis de tempo controladas por uma interrupção de *timer* fazem o rigor das temporizações nos LEDs com indicações intermitentes.

Ao fim do ciclo principal, é checada a fila de dados recebidos pelo módulo de rádio. Uma fila com tamanho condizente com um pacote de dados protocolado é então processada quanto a seu CRC, identificação de comando e consistência de dados. Caso seja validado, chama-se uma função apropriada à execução do comando remoto, seguido da resposta confirmando a solicitação. Dados inválidos ou incompletos para formar um pacote em tempo hábil são descartados.

4.1.1 Algoritmo de Integração

No item 2.7, “Processamento Digital”, foi descrita a formulação da sequência discreta que representa o sinal de corrente através da equação 2.39, em função dos resultados diretos do conversor ADC. O “algoritmo de integração” que trata este subitem compreende os processos necessários para o cálculo da sequência discreta da imagem da corrente a partir do vetor de memória com a sequência dos resultados do ADC.

Na equação 2.39, a integração numérica propriamente dita está representada pelo somatório Σ , pois sua implementação computacional é esta: soma-se o valor atual de entrada ao último valor computado na saída. O resultado será o novo valor de saída. A equação de diferenças (4.1) representa este somatório, onde $X(n)$ e $Y(n)$ são as sequências de entrada e saída do integrador, respectivamente. T_s é o período de amostragem do sistema e multiplica cada entrada de $X(n)$. Na equação 2.39 este fator é

representado por uma divisão pela frequência de amostragem f_s .

$$Y(n) = T_s X(n) + Y(n-1) \quad (4.1)$$

No cálculo do primeiro ponto de $Y(n)$, $Y(n-1)$ é desconhecido e considerado nulo. Esta suposição produz um *offset* sobre o sinal de $Y(n)$, que precisa ser retirado após o processo de integração.

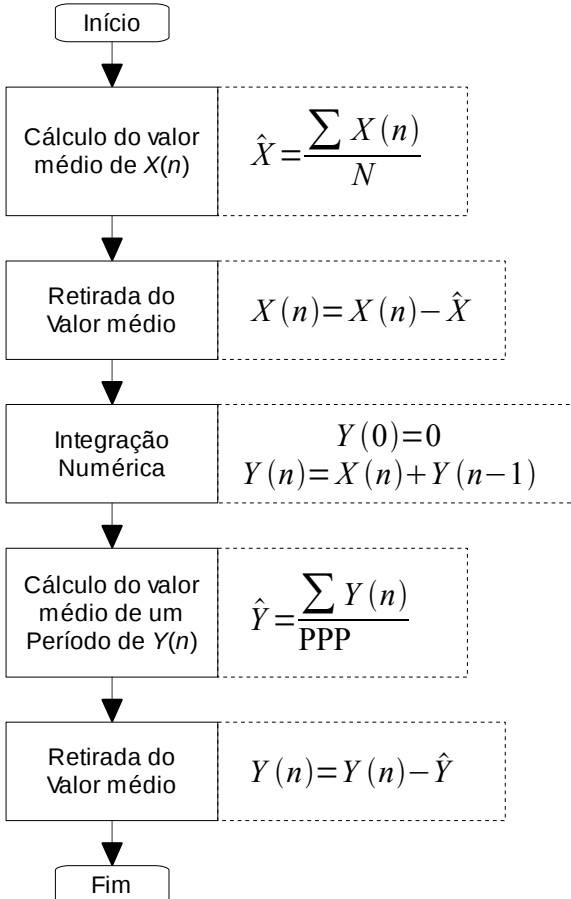


Figura 4.2: Algoritmo de integração numérica.

Constituem o algoritmo desta seção: a retirada da componente V_{DC} (com tem origem nos circuitos para tratamento de sinal), a integra-

ção numérica, e novamente uma retirada de componente DC devido ao desconhecimento da condição inicial de integração. A figura 4.2 mostra um fluxograma que representa estas etapas, todas implementadas no programa embarcado e que são executadas após o preenchimento do vetor de entrada $X(n)$. Nessa figura, N está representando o número de pontos do vetor de memória, e PPP o número de pontos por período de acordo com a taxa de amostragem utilizada.

Segundo *G. D'Antona et al* [30] sobre aplicação semelhante de integração numérica utilizada neste trabalho, para uma taxa de amostragem superior a 100 pontos por período, o erro relativo de integração no cálculo do valor RMS é inferior a 0,05%. Neste trabalho foi utilizada uma taxa de 256 pontos por período (PPP) de 60 Hz ($f_s = 60 \cdot \text{PPP} = 15,36 \text{ kHz}$). Este é um valor suficiente para não comprometer o processo de integração e não interferir nas componentes de análise harmônica, bem como preservar a memória RAM disponível no microcontrolador. Os vetores de memória dos sinais de entrada e saída de integração possuem 1024 pontos de 16 bits. Portanto armazenam 4 períodos e ocupam juntos 4 kB de memória.

Embora represente 16 bits, o vetor do sinal de entrada é ocupado pelos valores do ADC, os quais possuem apenas 10 bits. Após a integração, os valores salvos no vetor de saída podem ocupar 16 bits, sendo que 1 é destinado ao armazenamento do sinal. Portanto, o valor máximo desta variável é 2^{15} . Em um cenário pessimista, supondo uma corrente triangular cujo sinal respectivo de entrada é uma onda quadrada com 100% de aproveitamento da faixa dinâmica, o processo de integração somará $\text{PPP}/2$ vezes a metade do valor máximo do ADC (2^{10}). Para evitar o estouro da variável, faz-se um ajuste de escala antes do armazenamento de cada ponto integrado. A expressão (4.2) mostra o cálculo do fator de escala K em função do número de pontos por período PPP e uma margem de segurança de 2 vezes. Para $\text{PPP} = 256$, o fator de escala utilizado é de 4 vezes.

$$K = 2 \left(\frac{2^9 \cdot \frac{\text{PPP}}{2}}{2^{15}} \right) = \frac{\text{PPP}}{2^6} \quad (4.2)$$

Menciona-se como maior problema o armazenamento dos valores, pois durante os cálculos e somatórios são utilizadas variáveis temporárias de 32 bits, que raramente apresentarão possibilidade de estouro.

O cálculo dos valores médios exigem conhecimento prévio da frequência fundamental do sinal. Este é o principal motivo do medidor ser incapaz de realizar medidas de correntes alternadas diferentes de 60 Hz. A medição de correntes em outra frequência exige o reajuste da taxa de amostragem do ADC para satisfazer a relação de PPP = 256. Neste sentido, a implementação de um algoritmo para identificação e ajuste automático da taxa do ADC é possível.

4.1.2 Algoritmo de Análise Harmônica

Na análise harmônica do sinal foi utilizado um algoritmo simples de DFT (Transformada de Fourier Discreta, do inglês *Discrete Fourier Transform*) [31]. Com esta transformada, é possível se obter uma sequência de valores no domínio discreto da frequência a partir de uma sequência finita no domínio de tempo discreto. A DFT é dada pela equação 4.3, na qual $X(k)$ representa a sequência no domínio discreto da frequência, e $x(n)$ no domínio do tempo com N amostras.

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \left[\cos\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) - i \sin\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) \right] \quad (4.3)$$

Sendo i a variável complexa igual a $-1^{0,5}$, $X(k)$ é uma sequência de números complexos e pode ser separada em parte real $X_R(k)$ e parte imaginária $X_I(k)$, como mostram as equações 4.4 e 4.5.

$$X_R(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cos\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) \quad (4.4)$$

$$X_I(k) = - \sum_{n=0}^{N-1} x(n) i \sin\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) \quad (4.5)$$

Cada valor calculado corresponde às informações de uma determinada frequência. O módulo do valor complexo obtido corresponde a magnitude desta componente, assim como o ângulo calculado determina a sua fase. O passo de frequência Δf que separa cada ponto no domínio discreto da frequência é dado pela equação 4.6 e pode ser utilizado para relacionar o índice da sequência a seu valor correspondente em Hertz.

$$\Delta f = \frac{f_s}{N} \quad (4.6)$$

É importante para a análise que existam pontos na sequência $X(k)$ que correspondam exatamente às frequências de interesse. Assim, a frequência fundamental do sinal f_0 deve ser um múltiplo inteiro de Δf . Satisfeita esta condição, haverá índices k para cada componente harmônica a aferir e apenas estes precisam ser calculados. No tópico anterior, apresentou-se que a frequência de amostragem foi definida como sendo a frequência fundamental da medida multiplicada pelo número de pontos por período PPP:

$$f_s = \text{PPP} \cdot f_0 \quad (4.7)$$

Sabe-se também que o tamanho N do vetor de memória utilizado corresponde a 1024 pontos (2^{10}). Conhecidos estes valores e sabendo-se que tanto o número de pontos por período PPP e o número de pontos adquiridos N são potências de 2, é assegurada a relação inteira:

$$\frac{f_0}{\Delta f} = \frac{N}{\text{PPP}} \quad (4.8)$$

Na análise da distorção harmônica em sistemas de energia, usualmente são lidas somente as harmônicas ímpares, pois as pares estão relacionadas às componentes contínuas e idealmente devem ser nulas. Na análise harmônica empregada, todo o sinal é assumido puramente alternado, visto que o transdutor de corrente, por princípio de funcionamento só capta este tipo de sinal em regime. Por estes motivos, não há necessidade do cálculo de harmônicas pares e somente os índices de interesse em $X(k)$ são computados, como a magnitude da componente fundamental (f_0), terceira harmônica ($3f_0$), quinta ($5f_0$) etc.

Os valores calculados para k são obtidos sabendo-se que cada índice corresponde a uma frequência múltipla de Δf a partir de 0 Hz. Assim, calcula-se f_0 em k igual a (N/PPP) e incrementa-se este índice em $2N/\text{PPP}$ para se obter as demais harmônicas.

Na implementação deste algoritmo, novamente foi tomado o cuidado de se escalonar as variáveis por não se estar trabalhando com ponto flutuante. Neste tipo de aplicação da DFT, recomenda-se multiplicar os

valores obtidos em cada $X(k)$ pelo fator $1/N$. Através de algumas simulações foi possível constatar que, para a realidade da estrutura utilizada, pode-se lançar mão de um fator menos conservador, como $128/N$. Esta mudança de escala melhorou sensivelmente a precisão dos resultados, que podem ser observados na seção 5.1 “Validação de Algoritmos”.

Após o cálculo de análise harmônica, armazena-se cada um dos módulos computados em um vetor de 16 bits, disponível para cálculo da THD, monitoramento remoto e exibição do gráfico de barras no mostrador (figura 3.5).

4.1.3 Funções Seno e Cosseno Discretas

Devido à necessidade do uso de funções seno e cosseno na DFT do sinal, foram criadas funções seno e cosseno discretizadas que possam trabalhar com argumentos inteiros e valores de saída normalizados em 16 bits. Estas funções são simples e de baixo custo computacional, otimizadas para a função de DFT implementada no projeto.

Em linguagem C, as funções seno e cosseno padrão são fornecidas com a biblioteca *math.h* e trabalham com aritmética de ponto flutuante. Se fossem utilizadas, seriam incorporadas bibliotecas de emulação de ponto flutuante ao código, com custos em memória de programa e séria queda de desempenho.

Funções sinusoidais comumente são chamadas com argumentos que foram previamente multiplicados por π , formando um ângulo em radianos. Aproveitando-se deste fato, as funções criadas recebem parâmetros inteiros proporcionais a discretização de 2π em 10 bits, ou seja, variar o argumento das funções de 0 a 1024, corresponde a uma variação de 0 a 2π em radianos. Para compatibilidade com as demais variáveis do projeto, a saída das funções tem resolução de 16 bits e variam de -32767 a +32767.

Em microcontroladores sempre que possível é interessante trabalhar com escalas na potência de dois (2^n), pois além do melhor aproveitamento das variáveis, operações de divisão e multiplicação também por potências de 2, podem ser realizadas com uma única instrução de rotação de bits.

As duas funções foram implementadas com base em um vetor de dados gerado a partir do programa *Octave* [32]. O vetor corresponde ao primeiro quadrante de uma função seno, partindo de 0 ao valor máximo. Este vetor possui 257 elementos ($1024/4 + 1$) de 16 bits. Quando chamadas, as funções seno e cosseno batizadas de *sink()* e *cosk()* tratam por simetria os argumentos recebidos, inclusive negativos e de ciclos

completos (≥ 1023) para buscar a entrada correta do vetor de dados.

Nas equações da função DFT, os argumentos para as chamadas seno e cosseno são substituídos de:

$$2\pi \frac{nk}{N} \quad \text{para} \quad 1024 \frac{nk}{N}$$

4.1.4 Algoritmos de Medidas

Neste subitem são mencionadas pequenas fórmulas utilizadas para cálculo de medidas e parâmetros do sinal que não poderiam deixar de ser registradas. Estas funções são executadas após o término da integração numérica do sinal, e com o vetor de componentes harmônicas já atualizado.

Valor Médio

Parâmetro da medida calculado a partir da equação:

$$I_{\text{MED}} = \frac{\sum_{n=1}^N X(n)}{N} \quad , \quad (4.9)$$

onde $X(n)$ é o vetor de memória do sinal pós integração e N é o número de pontos do vetor (número inteiro de períodos). O resultado de I_{MED} não tem sentido para o medidor uma vez que é utilizado um transdutor de corrente alternada no equipamento e retira-se o valor médio do primeiro período do sinal após a integração. A utilidade deste resultado é indicar o quão confiável estão as medidas. Em situações normais, espera-se uma medida muito próxima de zero, senão nula. Já para situações onde a relação sinal/ruído é muito baixa, aparecem dissimetrias no sinal que prejudicam o processo de integração. Forma-se resíduos a cada período integrado que dão aspecto de rampa ao valor médio do sinal ao longo do tempo.

A relação entre o valor médio e o valor RMS pode ser considerada como indicador de qualidade da medição e influência de interferências eletromagnéticas sobre as medidas.

Valor Pico-a-Pico

É a amplitude do sinal medida de seu pico negativo (ponto de mínimo) até o pico positivo (ponto de máximo), dentro do intervalo correspondente a um período.

$$V_{pp} = \max(X(n)) - \min(X(n)) \quad (4.10)$$

O cálculo é simples, varre-se o vetor de correntes em busca de seus valores mínimo e máximo. A subtração entre estes resulta no valor pico-a-pico que é apresentado ao operador.

Valor Eficaz (RMS)

Calcula-se o valor eficaz através da fórmula do valor médio quadrático:

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (X(n))^2}{N}} \quad (4.11)$$

O cálculo é executado sobre todo o vetor de memória pós integração $X(n)$, sendo N o número de pontos do vetor.

Taxa de Distorção Harmônica Total (THD)

A THD de um sinal discreto pode ser calculada com a seguinte equação:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} y_h^2}}{y_1} \quad (4.12)$$

Onde y_h corresponde ao módulo da h -ésima componente harmônica do sinal, sendo y_1 a sua componente fundamental. Na função implementada são utilizados os resultados provenientes da função de DFT e trunca-se o somatório na última componente calculada. Também omite-se, por motivos já discutidos, as componentes pares. Para se obter o valor percentual da THD, multiplica-se o resultado obtido por 100.

4.1.5 Função para Indicador de Baterias

Por ser um dispositivo de medição portátil, é esperado que o protótipo desenvolvido informe a seu usuário a carga restante na bateria. Este recurso previne que o usuário seja surpreendido em meio a uma medição com as baterias esgotadas. Para que esta informação esteja disponível no mostrador do equipamento, uma entrada multiplexada do ADC auxiliar foi dedicada à leitura do nível de tensão da bateria.

Com base na curva levantada durante o ensaio de autonomia do equipamento (figura 3.6, tópico 3.3.1) foi desenvolvido um pequeno algoritmo para relacionar tensão e carga percentual da bateria. Esta relação não é imediata uma vez que o perfil de tensão em função da carga não é linear e a corrente consumida pelo equipamento também varia com a tensão.

A elaboração da função passou pela mudança de escala de tempo das medidas, onde 300 minutos foram considerados 100% de carga, e a obtenção de um polinômio aproximado à função inversa da curva. Feito isto, o polinômio obtido com o programa de cálculo numérico Octave foi aproximado por 7 segmentos lineares (figura 4.3), implementados no programa.

Em intervalos regulares de tempo, o *firmware* atualiza o valor da tensão de bateria com os circuitos ligados ao conversor DC/DC energizados, em situação semelhante ao levantamento da curva. Isto é necessário devido à queda de tensão na resistência interna da bateria. A variável que armazena a carga da bateria é utilizada para informação no mostrador, e também para envio ao *software* de gerenciamento remoto, quando solicitado.

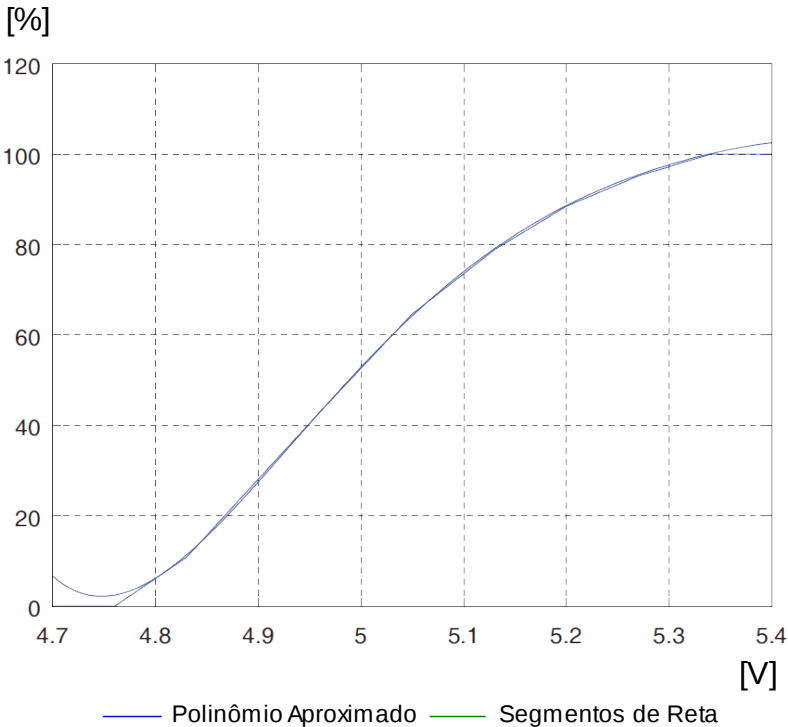


Figura 4.3: Curva de carga restante da bateria em função da tensão.

4.1.6 Temporizadores

Algumas rotinas dentro do *software* embarcado dependem de temporizações para seu correto funcionamento. Entre estas estão as rotinas de tempo de iluminação após pressionamento de teclas, tempo morto para leitura de teclas (*debounce*), tempo de vida de pacotes de comunicação, tempo de intermitência dos leds sinalizadores etc.

Desejando um correto tratamento para estas temporizações, utilizou-se o recurso de interrupção por *timer* do ARM. Trata-se de uma interrupção que pode ser disparada constantemente em intervalos de tempo precisos. No programa embarcado, programou-se uma interrupção para execução a cada 10 ms, a qual chama uma função com o decremento de diversos contadores, se estes tiverem conteúdo superior a 1. A cada ciclo principal do sistema, rotinas associadas a estes contadores po-

dem iniciar uma nova contagem de tempo reiniciando o contador, ou podem constatar o fim de uma contagem caso o contador seja igual a 1.

4.2 Software de Monitoramento Remoto

Como foi mencionado no tópico 3.5 do capítulo 3, desenvolveu-se um sistema para gerenciamento remoto do protótipo, com seu próprio protocolo de comunicação entre as partes (medidor e gerenciador). Obedecendo a este protocolo, o programa de gerenciamento foi concebido para apresentar uma interface simples e intuitiva, sendo executado em qualquer microcomputador do tipo PC com sistema operacional *Windows*.

A linguagem de programação utilizada neste *software* foi a *Visual Basic*, própria da ferramenta de programação *MS Visual Basic* [29]. Esta ferramenta tem como principais características a facilidade e rapidez de desenvolvimento, gerando aplicativos com caráter mais comercial. Este perfil vai de encontro ao projeto, que tem como meta o desenvolvimento de um protótipo de linhas comerciais.

O aplicativo funciona através de um módulo de rádio, com as mesmas características do incorporado pelo protótipo, e se comunica com este através de uma porta serial. Utiliza-se nesta pesquisa um rádio modem de mesmo fabricante do módulo, que consiste em um módulo e conversor USB – Serial, permitindo a conexão do equipamento em uma porta USB.

Desenvolveu-se o aplicativo de comunicação remota paralelamente ao desenvolvimento do protótipo, inicialmente conectados diretamente através de uma porta serial e, posteriormente, através dos módulos de rádio. Principalmente na primeira fase, o aplicativo de gerenciamento auxiliou as atividades de depuração do programa embarcado, através de comandos reservados a este fim. A figura 4.4 contém uma imagem da tela do aplicativo concebido.

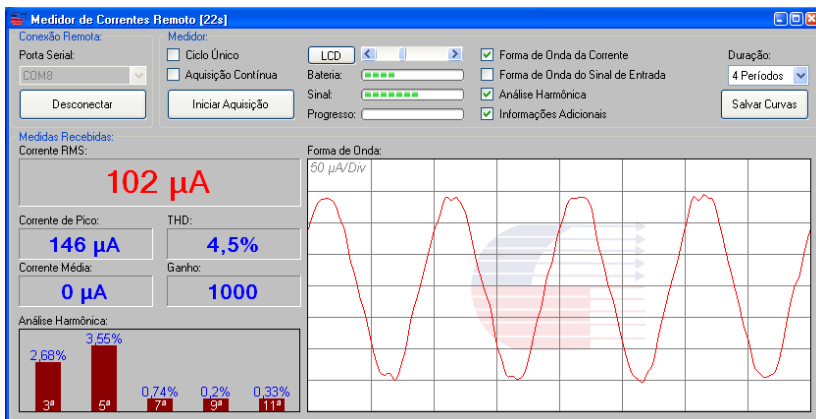


Figura 4.4: Aplicativo de gerenciamento remoto.

Através do aplicativo é possível obter as condições de funcionamento do protótipo, como nível de bateria, nível de sinal de rádio recebido pelo protótipo e ganho utilizado no AMP-IN.

As medições são flexíveis e podem ser despachadas manualmente ou continuamente, com ou sem média dos valores obtidos na origem. Pode-se também definir as informações a receber do medidor, inclusive o número de períodos da forma de onda, reduzindo assim o tempo de comunicação. Os resultados obtidos são corrente eficaz, corrente de pico, THD, corrente média (para avaliação de qualidade da medida), gráfico de análise harmônica, forma de onda da corrente e forma de onda do sinal de entrada do transdutor. O aplicativo oferece ainda a opção de salvar as formas de onda em arquivo texto, para que possa ser importado por outros programas.

O tempo de uma medição com média de 32 aquisições de 4 períodos e recebimento de medidas com forma de onda de quatro períodos da corrente é de aproximadamente 21 segundos, com boa qualidade de sinal.

4.3 Considerações Finais

Foram tratados neste capítulo os aspectos relativos às implementações dos programas do sistema embarcado e de monitoramento remoto, contemplando alguns dos principais algoritmos envolvidos na operação do medidor. Este capítulo finaliza os tópicos referentes às etapas de desenvolvimento do medidor, restando ao próximo capítulo rela-

tar as atividades de validação e apresentação de resultados através de ensaios experimentais e simulações.

5. VALIDAÇÃO E RESULTADOS

Neste quinto capítulo são comparados alguns resultados obtidos com o medidor e os *softwares* desenvolvidos para este. Primeiramente é vista a validação dos algoritmos ligados a análise harmônica confrontando seus resultados com um programa de cálculo numérico para PC.

Na sequência são apresentados alguns resultados experimentais obtidos com o medidor em conjunto com outro equipamento de medida. Quando oportuno, comenta-se os valores se estão adequados ou não à ideia proposta.

5.1 Validação de Algoritmos

Antes de proceder as medidas experimentais com o protótipo, é prudente que se valide de maneira adequada seu *software* embarcado, suas funções de tratamento de sinal e sobretudo, seus cálculos de medidas, objetivo a que o instrumento desenvolvido se propõe. Com este intuito foram executadas as funções de medidas a partir de sinais simulados e gravados no vetor de memória do microcontrolador.

Para averiguar o sistema de análise harmônica, uma forma de onda triangular de 60 Hz gerada com a precisão numérica do protótipo foi copiada para sua memória. A série de Fourier analítica para esta forma de onda é formada por harmônicas ímpares inversamente proporcionais ao quadrado da frequência relativa à fundamental: $1/3^2$, $1/5^2$, $1/7^2$ etc. Com isto, espera-se uma composição harmônica com ordens ímpares de 3 a 15 com parcelas percentuais de 11,11%, 2%, 4,04%... até 0,44% respectivamente. A THD esperada com limite nestas componentes é de 12,1%.

Em comparação, o mesmo vetor copiado ao protótipo foi utilizado para análise harmônica através do comando *fft* do programa Octave [32]. Os resultados de ambos podem ser avaliados na tabela 5.1, juntamente com os erros do protótipo relativos aos valores ideais para a onda triangular. Uma imagem do mostrador gráfico exibindo esta análise está disponível na figura 3.5 (página 36). Vê-se que os valores do mostrador não foram os utilizados na tabela. De fato, o mostrador gráfico tem limitação de espaço e nele é utilizado arredondamento de valores para 2 ou 3 dígitos significativos. Os valores presentes na tabela tem origem no programa de gerenciamento remoto, que também não exibe todos estes dígitos significativos. Neste caso, a maior precisão dos dados foi

necessária para avaliação do erro.

	Teórico (100/h²)	Protótipo	Octave	Erro do Protótipo
h=3	11,111	11,107	11,116	0,035%
h=5	4,000	3,997	4,005	0,075%
h=7	2,041	2,044	2,046	0,14%
h=9	1,235	1,240	1,2395	0,462%
h=11	0,8265	0,8335	0,8314	0,859%
h=13	0,5917	0,5975	0,5967	0,984%
h=15	0,4444	0,4469	0,449	0,552%
THD	12,099	12,096	12,107	0,025%

Tabela 5.1: Validação dos algoritmos de análise harmônica.

No teste, o erro máximo relativo do protótipo foi menor que 1%. Verifica-se que os erros de ambos os programas tendem de maneira geral a aumentar com a ordem da componente harmônica. Na verdade este comportamento não acompanha o aumento na ordem mas sim o decréscimo na magnitude da componente, particular à forma de onda triangular. Para baixas magnitudes, o erro de quantização do vetor utilizado começa a se tornar significativo, prejudicando as medidas.

A rotina de exibição no mostrador trabalha com dois dígitos após a vírgula para medidas percentuais menores que a unidade. Caso contrário, é exibida apenas uma casa após a vírgula. Este artifício para tornar cômoda a leitura das informações sobre um gráfico de barras pode gerar erros de leitura de até 5% para valores ligeiramente superiores à 1,0.

5.2 Resultados Experimentais

Nesta seção avalia-se os resultados experimentais obtidos com o protótipo, frente a alguns equipamentos comerciais. A abordagem se dá pela comparação de valores e apresentação dos erros relativos de cada instrumento ao se considerar um valor de referência teórico ou por medida indireta.

Duas diferentes medidas foram comparadas, o valor eficaz da corrente e a análise de conteúdo harmônico, como tratam os dois subitens a seguir.

5.2.1 Medição de Corrente

Uma vez feita a calibração do protótipo com uma bobina apropriada, o mesmo está pronto para a realização de medidas. A bobina utilizada nos ensaios deste capítulo é toroidal (peça única, inteira), de seção retangular e possui um núcleo de ferrite (figura 5.1). As mudanças de ganho para esta calibração ocorrem aproximadamente para os valores eficazes de corrente senoidal informados na tabela 5.2.

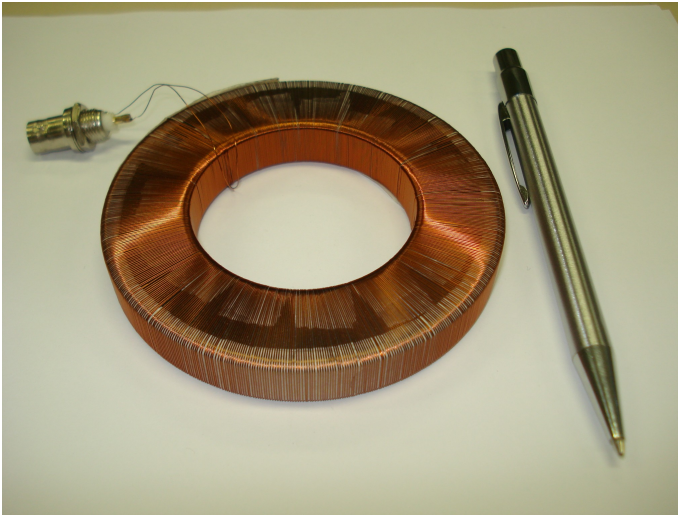


Figura 5.1: Bobina de Rogowski utilizada para medições.

Mudança de Ganho	Corrente RMS
1 ↔ 10	80 mA
10 ↔ 100	8 mA
100 ↔ 1000	800 μ A

Tabela 5.2: Mudanças de ganho para calibração utilizada nos ensaios.

O primeiro ensaio ilustrado nesta seção compara duas formas de onda da mesma corrente de 10 mA eficazes (60 Hz), obtidas a partir do programa de gerenciamento remoto do protótipo e de um osciloscópio Tektronix modelo DPO-4104 (figura 5.2). A sonda de tensão do osciloscópio captura a forma de onda da tensão sobre um resistor. Ambas as

formas de onda foram salvas em arquivo e importadas em planilha eletrônica para ficarem na mesma base de tempo.

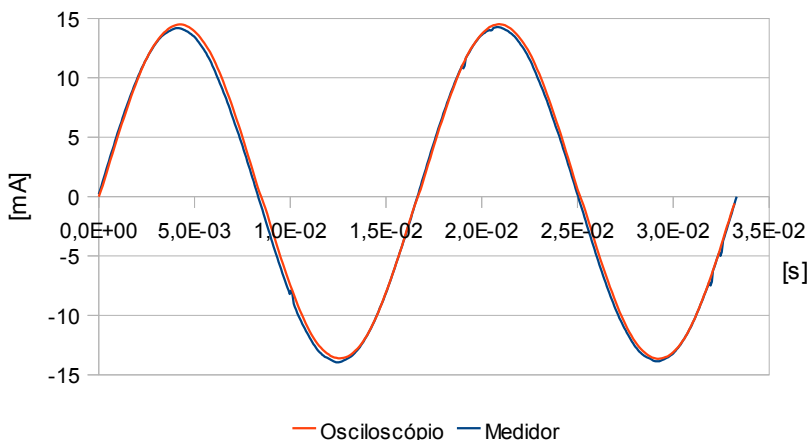


Figura 5.2: Formas de onda para corrente de 10 mA RMS 60 Hz. Medidor e Osciloscópio.

Nas formas de onda apresentadas na figura 5.2 percebe-se pequenas perturbações na forma de onda do protótipo se comparada a do osciloscópio, menos susceptível à interferência eletromagnética, pois está eletricamente conectado ao sinal. Apesar disto, o protótipo desempenha bem a captura da forma de onda.

Para analisar quantitativamente os resultados obtidos com o medidor, foram feitas diversas medições de valores eficazes, com magnitudes variando entre 100 μ A e 100 mA, sempre em 60 Hz. Este ensaio aferiu o erro relativo do equipamento a uma corrente de referência e comparou-o com outro instrumento. Os testes utilizaram um resistor de potência com ventilação forçada e baixa potência dissipada para assegurar temperatura ambiente (em torno de 22 °C). Aferida a sua resistência, ligou-se o resistor através de um autotransformador variável à rede elétrica. Para cada medida foi tomada como referência de corrente a razão entre a tensão no resistor medida com um multímetro de precisão (Fluke 87-V) e o valor da resistência, previamente obtida com o mesmo equipamento. Em comparação com os resultados de corrente, o amperímetro comercial de precisão da marca Amprobe, modelo 37XR-A foi utilizado. A tabela 5.3 apresenta os valores obtidos com os dois instrumentos, bem como o valor de referência apurado com auxílio de um multímetro. Os

erros relativos aos dois instrumentos com relação à medida de referência também são apresentados na tabela e estão representados graficamente na figura 5.3.

Corrente RMS [Ampère]			Erro Relativo	
Referência	Protótipo	Amperímetro	Protótipo	Amperímetro
3,40E-005	3,80E-005	4,70E-005	11,76%	38,24%
1,05E-004	1,02E-004	1,05E-004	2,86%	0,00%
2,08E-004	2,06E-004	2,10E-004	0,72%	1,20%
4,15E-004	4,12E-004	4,18E-004	0,72%	0,72%
5,20E-004	5,05E-004	5,09E-004	2,88%	2,12%
7,10E-004	7,09E-004	7,15E-004	0,14%	0,70%
1,03E-003	9,91E-004	1,03E-003	3,79%	0,00%
1,48E-003	1,45E-003	1,48E-003	1,69%	0,34%
2,18E-003	2,16E-003	2,18E-003	0,69%	0,23%
2,53E-003	2,49E-003	2,52E-003	1,39%	0,20%
3,02E-003	3,01E-003	3,05E-003	0,33%	0,99%
3,46E-003	3,41E-003	3,46E-003	1,45%	0,00%
5,25E-003	5,19E-003	5,27E-003	1,14%	0,38%
7,67E-003	7,61E-003	7,68E-003	0,78%	0,13%
1,03E-002	9,91E-003	1,03E-002	3,32%	0,00%
1,50E-002	1,46E-002	1,50E-002	2,24%	0,03%
2,03E-002	2,00E-002	2,03E-002	1,36%	0,02%
2,54E-002	2,52E-002	2,55E-002	1,06%	0,16%
3,01E-002	2,99E-002	3,00E-002	0,53%	0,17%
4,03E-002	4,01E-002	4,03E-002	0,45%	0,00%
5,02E-002	5,02E-002	5,02E-002	0,08%	0,10%
7,50E-002	7,58E-002	7,52E-002	1,11%	0,27%
1,00E-001	9,91E-002	1,00E-001	0,89%	0,20%

Tabela 5.3: Medidas de corrente RMS para protótipo e amperímetro.

As mudanças de tons de fundo nas linhas da tabela 5.3 representam as mudanças de ganho no amplificador do protótipo. Nota-se que as reduções de ganho estão relacionadas a aumento no erro relativo da medida. Isto se deve à queda no aproveitamento da faixa dinâmica do ADC,

em virtude da queda na amplitude do sinal. Em sentido contrário, medidas efetuadas próximas ao aumento do ganho tem melhor aproveitamento da faixa dinâmica, e consequentemente melhor precisão.

Os erros apurados mostram que o protótipo traz medidas confiáveis, uma vez que apresenta erros relativos menores que 4% em toda a faixa de corrente proposta para medição.

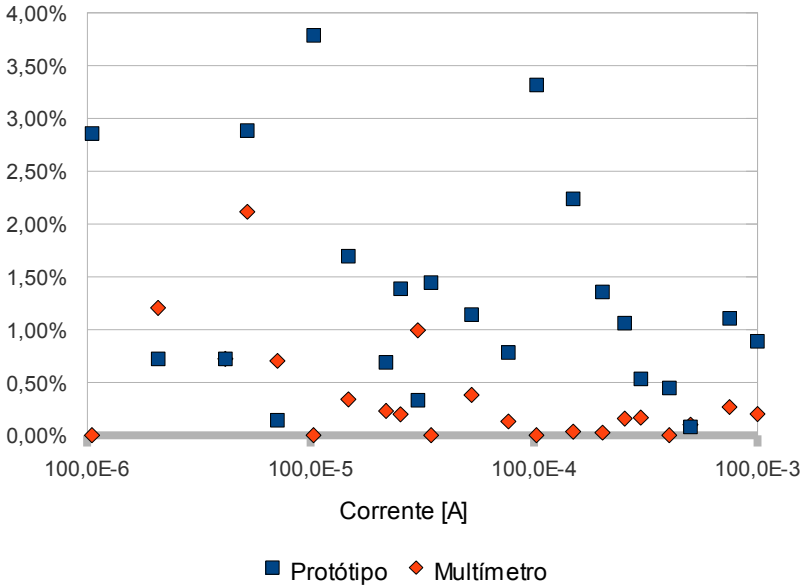


Figura 5.3: Erro relativo para medidas entre 100μA e 100mA

5.2.2 Medição de Corrente com Conteúdo Harmônico

Nas medições de conteúdo harmônico, foi utilizado um gerador de forma de onda arbitrária fabricado pela *Tektronix*, modelo AFG3102. As formas de onda foram definidas através do programa *ArbExpress* [33] fornecido pelo fabricante do gerador, o qual permite definir o sinal gerado a partir de equações (como utilizado), dentre outras formas. O equipamento gera sinais a uma taxa de 1GS/s, com resolução de 14 bits.

Obteve-se os resultados com o protótipo medindo a corrente que atravessa um resistor ligado diretamente na saída do gerador de funções, conforme ilustra a figura 5.4. O valor do resistor R é de 98,3 Ω , segundo

o multímetro Fluke 87-V (precisão de 0,2 %), e as formas de onda foram todas concebidas com 1 V de componente fundamental somada às componentes harmônicas definidas em cada medida.

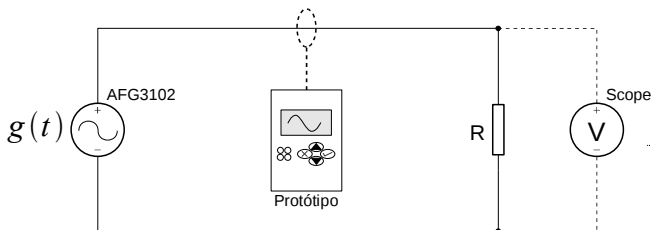


Figura 5.4: Configuração para resultados de conteúdo harmônico.

Para comparar os valores, a sonda de tensão de um osciloscópio, também da Tektronix, foi colocada nos terminais do resistor. Cada forma de onda adquirida pelo osciloscópio foi exportada em arquivo, para então ser realizada a análise harmônica através de um programa desenvolvido em LabView [34]. Os arquivos gerados e analisados contém 125.000 pontos com a informação de 12 períodos (de 60 Hz), totalizando mais de 10 mil pontos por período. O programa em LabView utilizou um instrumento virtual próprio para análise harmônica, já fornecido com o *software*.

No intuito de investigar algum comportamento de erro tendencioso quanto a intensidade do conteúdo harmônico, ou quanto a ordem da componente, foram tomadas 12 medidas de correntes para cada componente harmônica suportada pelo protótipo, variando sua magnitude em percentuais de 0 a 100%. Sempre considerando uma componente fundamental de 60 Hz com amplitude de 1 V. As componentes consideradas foram: 3, 5, 7, 9, 11 e 13. Os percentuais inseridos através do gerador de funções são: 0, 1, 10, 20, 30, 40, 50, 60, 70, 80, 90 e 100%. No total são 72 valores comparados aos obtidos com a ajuda do osciloscópio sobre o sinal de tensão no resistor, presentes na tabela 5.4.

No gráfico da figura 5.5, pode-se observar a dispersão dos erros relativos obtidos com o protótipo e também com o LabView, exceto para as medidas com componente nula (0%). Os pontos estão dispostos no eixo horizontal em sequência de ordem harmônica e magnitude.

Gerador	Conteúdo Harmônico (%)					
	3 ^a		5 ^a		7 ^a	
	Osc.	Prot.	Osc.	Prot.	Osc.	Prot.
0	0,32	0,29	0,15	0,12	0,12	0,08
1	0,99	0,96	0,86	0,94	0,90	0,97
10	10,00	10,20	9,79	10,30	9,93	10,70
20	20,09	20,30	19,93	19,50	20,12	21,30
30	30,28	29,80	30,00	29,80	29,20	30,60
40	39,86	40,10	40,31	38,90	40,05	41,70
50	50,22	49,80	50,41	49,30	50,06	49,30
60	60,03	62,20	60,48	59,70	60,00	59,80
70	70,05	71,90	70,31	69,20	70,43	71,80
80	80,00	81,30	80,62	78,40	80,09	80,30
90	90,62	91,00	89,00	88,40	90,06	91,20
100	101,00	100,70	98,00	99,70	99,00	100,30

Gerador	9 ^a		11 ^a		13 ^a	
	Osc.	Prot.	Osc.	Prot.	Osc.	Prot.
0	0,05	0,07	0,02	0,02	0,05	0,03
1	1,02	1,00	1,09	1,01	1,00	1,00
10	10,01	10,00	10,25	9,80	10,00	10,26
20	19,93	19,70	19,93	19,50	20,00	20,40
30	30,00	29,10	30,00	29,30	30,05	29,40
40	40,00	39,70	40,04	40,80	39,91	41,40
50	50,06	51,10	50,24	51,70	50,06	49,20
60	60,00	60,30	60,00	61,00	60,20	60,40
70	70,19	69,00	70,45	68,90	69,95	69,70
80	80,36	80,50	80,36	81,80	80,09	80,60
90	90,38	90,80	90,06	90,30	90,28	91,50
100	100,96	99,30	101,10	101,20	100,30	99,10

Tabela 5.4: Dados experimentais: Análise de conteúdo harmônico.

Nota-se no gráfico da figura 5.5 que os maiores erros ocorrem próximos as medidas de baixa distorção harmônica (1%), uma vez que a

parcela do resíduo (valor obtido sem distorção) é mais significativa para estas medidas. Basta comparar o valor de muitas medidas sem distorção (0% na tabela) com a medida de 1% associada.

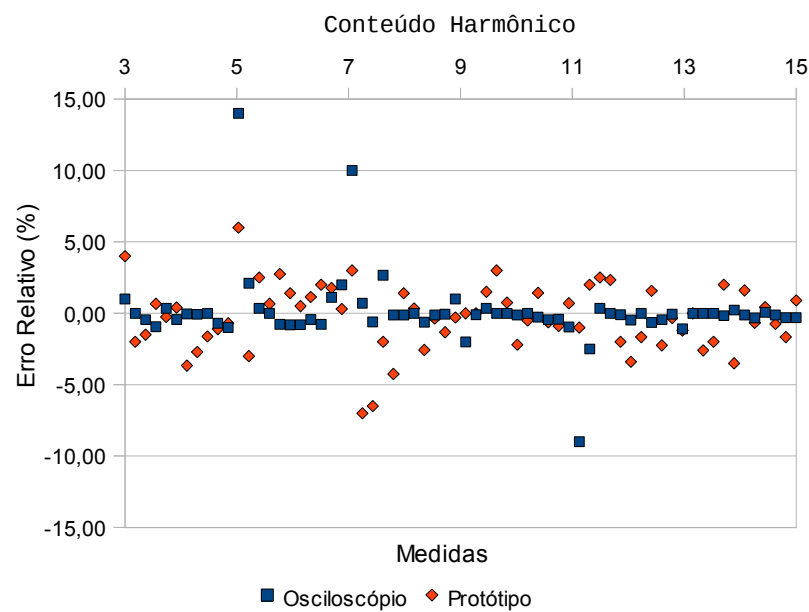


Figura 5.5: Gráfico do erro relativo para dados de análise harmônica.

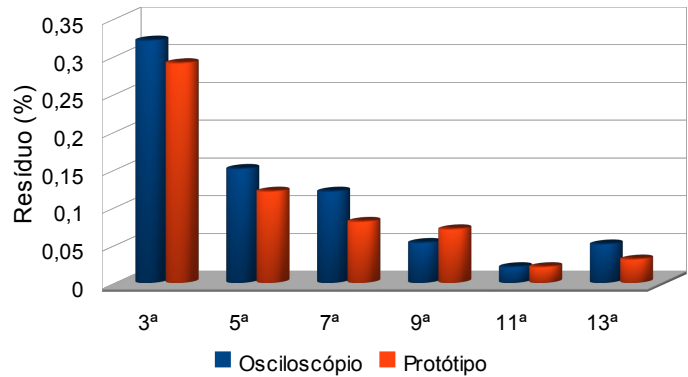


Figura 5.6: Ensaio com sinal sem distorção (resíduo de medição).

Na figura 5.6 estão representados graficamente os resíduos de

ambas as formas de medida. Nota-se que o resíduo tende a recuar com a ordem da componente harmônica calculada. Como os dois instrumentos de medida apresentam esta mesma característica, uma possível explicação é de que realmente há esta pequena distorção no sinal, em parte causada pelo próprio gerador de funções, e em parte devido a ruídos do ambiente. Para exemplificar, uma terceira harmônica de 0,3% sobre uma componente fundamental de 1 V (3 mV de componente harmônica), pode representar a ordem de grandeza de uma interferência irradiada ou até mesmo conduzida. Reforça esta teoria os fatos de se estar medindo sinais na mesma frequência da rede elétrica, e se estar utilizando parte dos cabos sem blindagem.

A tabela 5.5 apresenta os valores médio, máximo absoluto, e máximo para 95% dos erros relativos medidos, em cada equipamento.

Erro Relativo	Médio	Máximo em 95%	Máximo Abs.
Osciloscópio	0,99%	2,67%	14,00%
Protótipo	1,78%	4,25%	7,00%

Tabela 5.5: Desempenho das medições de análise harmônica.

Também efetuou-se medidas de correntes com conteúdo harmônico simultâneo (3ª, 7ª e 11ª componentes, por exemplo) para verificar se a presença de uma componente não interfere no resultado da outra. Nestes casos, os resultados mostraram-se dentro dos erros já apresentados separadamente, sem qualquer evidência de alteração nas medidas.

6. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Nos capítulos que fazem parte desta dissertação, foram apresentadas e elucidadas as principais partes que compõem um medidor de correntes para baixas amplitudes, voltado à avaliação de para-raios de alta tensão através de sua corrente de fuga, utilizando como transdutor uma bobina de Rogowski.

Apresentou-se o princípio de funcionamento do sensor de corrente empregado, seu equacionamento e parâmetros físicos de influência sobre as medidas. Sobre estes parâmetros, foram estudados métodos para melhorar a sensibilidade do elemento sensor, necessários à aplicação. Utilizou-se o aumento da permeabilidade magnética do núcleo utilizando ferrite como material. Inerente ao funcionamento da bobina, estudou-se circuitos e meios de processo para o condicionamento e tratamento adequado do sinal, de forma a se obter indiretamente uma imagem do mensurando desejado.

Para o processamento de sinais e cálculo de medidas, foi apresentado resumidamente o projeto de um sistema embarcado empregando microcontrolador da família ARM7, suas particularidades, recursos e limitações para abrigar a estrutura de um instrumento móvel de medição. Com a integração de muitos componentes e periféricos, foram tomados cuidados especiais com a alimentação de todo o sistema, especialmente devido à variação da tensão durante a descarga da bateria.

Durante o desenvolvimento do trabalho, houve um esforço em dar um aspecto comercial ao protótipo, refletido em seu tamanho (ver os anexos 1 e 2), autonomia (adoção de estratégias para corte seletivo de cargas), e manutenção (programação e recarga de bateria sem desmontar o equipamento).

Na sequência do texto, foi abordado o programa desenvolvido para execução no sistema embarcado, denominado *firmware*. Nesta parte foram discutidos métodos de abordagem numérica para contornar as limitações de instruções matemáticas do microcontrolador empregado. Observou-se a estrutura de rotinas adotada para o *software* embarcado e os principais algoritmos para cálculo de medidas e processamento de sinais. Detalhes sobre as rotinas foram omitidos na apresentação desta dissertação devido ao resguardo da confidencialidade do protótipo desenvolvido.

Apresentou-se também um aplicativo desenvolvido para execução em computador do tipo PC, com o intuito de gerenciar remotamente o medidor através de comunicação por radiofrequência. Nesta atividade

foi criado um protocolo de comunicação em acordo com as partes envolvidas, medidor e aplicativo gerenciador.

Através de simulações com sinais de origem artificial, foram validados os algoritmos de análise harmônica e cálculo da taxa de distorção harmônica total (THD). Nestas simulações os algoritmos programados obtiveram resultados esperados, com erros similares à ferramenta de análise de um *software* de cálculo numérico popular, a partir do mesmo sinal quantizado de entrada.

Resultados de medidas de correntes, comparando-se os valores eficazes com um multímetro comercial, mostraram o desempenho adequado do protótipo na faixa de valores a que este se propõe a medir. Erros relativos encontrados foram inferiores a 4%. Através destes ensaios foi possível apontar a principal causa de erro: a baixa quantidade de ganhos disponíveis no amplificador de instrumentação programável.

Por fim, as análises de diversos sinais de corrente com conteúdo harmônico arbitrário foram aferidas pelo protótipo em comparação com os resultados de um osciloscópio. Estes resultados também foram satisfatórios, onde se obteve um erro relativo da mesma ordem de grandeza do erro obtido com o sinal adquirido através de um osciloscópio.

Como propostas de continuidade para este trabalho, sugere-se os seguintes aperfeiçoamentos para o medidor/pesquisa:

- i. Possibilitar medições para frequências diferentes de 60 Hz através da determinação automática do período fundamental e posterior ajuste de nova taxa de amostragem;
- ii. Estudar um algoritmo menos oneroso para DFT, possivelmente FFT ou filtro digital;
- iii. Testar o desempenho de cálculos com emulação de ponto flutuante;
- iv. Implementar a funcionalidade de medição de campos elétricos (já prevista na placa de circuito impresso);
- v. Compensar a influência do filtro anti-recobrimento sobre o cálculo das componentes harmônicas de ordem mais elevada, contribuindo com a redução do erro relativo para estes casos;
- vi. Implementar monitoramento simultâneo de mais de um medidor através do aplicativo de gerenciamento remoto;

Assim como não foram mostrados as particularidades da implementação das rotinas de *software*, também os circuitos eletrônicos foram omitidos a fim de não revelar detalhadamente o *hardware*.

ANEXO 1 – IMAGENS DO PROTÓTIPO



Primeira versão do protótipo, construído dentro no GRUCAD.

ANEXO 2 – IMAGEM DA PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO



Foto da face inferior da placa de circuito impresso, após montagem.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] INPE, ELAT, *Portal ELAT - Grupo de Eletricidade Atmosférica - Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais*, [Online] Disponível em: www.inpe.br/elat, Fevereiro/2010.
- [2] Silveira, J., *Modelagem e Análise de Varistores de Óxido Metálico de Zinco*, Tese de Doutorado, UFSC, Florianópolis, 2009.
- [3] Oates, C., *The design and use of Rogowski coils* in. Proc. Measurement Techniques for Power Electronics, IEE Colloquium on, 1991, pp. 5/1 - 5/5.
- [4] Rigoni, M., *Desenvolvimento e Aplicações de Sensores de Campo Magnético por Indução*, Dissertação de Mestrado, UFSC, Florianópolis, 2009.
- [5] FINEP, RBT, MCT, *Seleção Pública de Propostas para Apoio Financeiro à Substituição Competitiva da Importação de Equipamentos e Produtos de Interesse das Cadeias Produtivas de Petróleo e Gás Natural e Energia Elétrica*, Chamada Pública MCT/FINEP - Ação Transversal 05/2005, Rio de Janeiro, 2005.
- [6] INMETRO, *Vocabulário Internacional de Termos Fundamentais e Gerais de Metrologia*, SENAI/DN, Brasília, 2000.
- [7] Bastos, J. P. A., *Eletromagnetismo para Engenharia: Estática e Quase-Estática*, Editora da UFSC, Florianópolis, 2004.
- [8] Phillips Semiconductors, *UM10139: LPC214X User Manual*, Documentação técnica, Volume 1, Netherlands, Aug 2008.
- [9] Kester, W., *Which ADC Architecture is Right for Your Application?*, Analog Dialogue, June 2005.
- [10] Burr-Brown, *PGA204 - Programmable Gain Instrumentation Amplifier*, Documentação técnica, Burr-Brown Corporation, U.S.A., Oct 1993.
- [11] National Semiconductor, *LM4140 High Precision Low Noise Low Dropout Voltage Reference*, Documentação técnica, National Semiconductor Corporation, Feb 2005.
- [12] Texas Instruments, *Butterworth Fourth-Order Low-Pass Switched-Capacitor Filters*, Documentação técnica, March 1995, Dallas, Texas, 1986.
- [13] Noceti Filho, S., *Filtros Seletores de Sinais*, Editora da UFSC, Florianópolis, 2003.
- [14] eSysTech Sistemas Ltda, *eSysTech Embedded Systems Technologies*, , [Online] Disponível em: www.esystech.com.br, Abril/2010.
- [15] ARM Limited, *Classic Processors - ARM*, [Online] Disponível em:

- www.arm.com/products/processors/classic/, Abril/2010.
- [16] FSF, Free Software Foundation, Inc., *GCC, The GNU Compiler Collection*, [Online] Disponível em: gcc.gnu.org, Abril/2010.
 - [17] AG Technologies, *AGM-12864K Series*, Documentação técnica, 2009.
 - [18] Thomas, M., *Graphics LCD drivers for Microcontrollers with ARM core*, [Online] Disponível em: www.siwawi.arubi.uni-kl.de/avr_projects/arm_projects/glcd/, October/2007.
 - [19] Murata PS, *NMA 5V, 12V & 15V Series - Isolated 1W Dual Output DC/DC Converters*, Documentação técnica, Murata Power Solutions Inc, Mansfield, MA U.S.A., 2008.
 - [20] Harding Energy Inc, *Harging Battery Handbook For*, Documentação técnica, One Energy Centre, , Norton Shores, MI U.S.A., 2004.
 - [21] Crompton, T. R., *Battery Reference Book*, Newnes, Oxford, 2000.
 - [22] National Semiconductor, *LM35 - Precision Centigrade Temperature Sensors*, Documentação técnica, National Semiconductor Corporation, November 2000.
 - [23] Texas Instruments, *3-V to 5.5-V Multichannel RS-232 Line Driver/Receiver with 15kV ESD Protection*, Documentação técnica, Texas Instruments Inc, Dallas, TX U.S.A., Jan 2004.
 - [24] Ministério do Trabalho e Emprego, *NR 10 - Segurança em Instalações e Serviços em Eletricidade*, Diário Oficial da União, Brasília - DF, Dezembro de 2004.
 - [25] Digi International Inc, *Xbee®/Xbee Pro® RF Modules*, Documentação técnica, Digi, Minnetonka, MN U.S.A., Nov 2009.
 - [26] IEEE Std 802.15.4-2006 (Revision of IEEE Std 802.15.4-2003), *IEEE Standard for Information Technology- Telecommunications and Information Exchange Between Systems- Local and Metropolitan Area Networks- Specific Requirements Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs)*, 2006.
 - [27] Agência Nacional de Telecomunicações, *Certificado de Homologação N° 0591-10-1209*, ANATEL, Brasília - DF, Março de 2010.
 - [28] WinArm, Versão 20060606. *Coleção de ferramentas livres para programação de plataforma ARM em ambiente Windows*. Thomas, M.. Internet: http://www.siwawi.arubi.uni-kl.de/avr_projects/arm_projects/#winarm, , 2006.
 - [29] Microsoft Visual Basic, Versão 2008.. *Ferramenta de programação em linguagem Visual Basic para desenvolvimento de aplicativos Windows, Web e móveis*. Microsoft Corp.. DVD Visual Studio 2008, 2007.

- [30] D'Antona, G. and Carminati, E. and Lazzaroni, M. and Ottoboni, R. and Svelto, C., *AC current measurements via digital processing of Rogowski coils signal*, 2002.
- [31] Chu, E. and George, A., *Inside the FFT Black Box: Serial and Parallel Fast Fourier Transform Algorithms*, CRC Press, Ontario, Canada, 1999.
- [32] GNU Octave, Versão 3.2.4. *Ferramenta para cálculos numéricos computacionais..* Eaton, J. W. et all. Internet: www.octave.org. Madison, WI U.S.A., 2009.
- [33] ArbExpress, Versão 2.5. *Waveform Creation and Editing Tool for Tektronix AWG/AFG*. Tektronix Inc.. CD fornecido com o equipamento AFG3102. Beaverton, OR U.S.A., 2009.
- [34] NI LabView, Versão 7.1. *Ambiente de programação gráfica voltada a instrumentos virtuais*. National Instruments. CD. Austin, TX U.S.A., 2004.